

R. FELDTKELLER

## Über die Zerlegung des Schallspektrums in Frequenzgruppen durch das Gehör

DK 534.321.1/2

Fletcher und Munson haben schon 1933 darauf hingewiesen, daß das Ohr aus dem Spektrum eines Klanges seine Lautstärke nicht unmittelbar, sondern erst nach Zerlegung in bestimmte Frequenzbänder bestimmt. Das Organ, mit Hilfe dessen das Ohr diese Frequenzbänder bildet, ist dasselbe, mit dem es auch die Tonhöhenempfindung bildet. Es ist das Cortische Organ auf der Basilarmembran des Innenohres. Deshalb wird es nicht verwundern, wenn die Skala der Tonhöhenempfindung und die Skala der Frequenzbänder, die der Lautstärkeempfindung zugrunde liegen, sehr eng miteinander verwandt sind.

Die Skala der Tonhöhenempfindung gewinnt man am zuverlässigsten durch Beobachtung des eben hörbaren Frequenzhubes eines frequenzmodulierten Tones [1]. Abb. 1 zeigt die Werte, die man bei großen

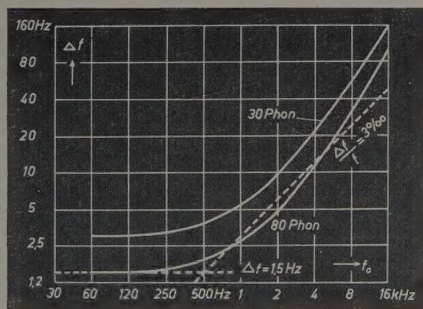


Abb. 1. Der eben als Vibrato hörbare Frequenzhub  $\Delta f$  eines frequenzmodulierten Tones als Funktion der mittleren Frequenz  $f_0$

Lautstärken findet. Man kann die gemessene Kurve gut durch zwei Geraden annähern. Damit stellt man fest, daß unterhalb 500 Hz ein Frequenzhub von 1,5 Hz eben hörbar ist, oberhalb 500 Hz ein Frequenzhub von 3 $^{\circ}/_{00}$ . Die Tonhöhenunterschiedsstufen sind doppelt so groß, sie betragen 3 Hz unterhalb 500 Hz und 6 $^{\circ}/_{00}$  oberhalb 500 Hz. Sie bilden eine Skala aus rund 850 Stufen. Man könnte die Skala dieser Stufen als Maß für die Tonhöhe verwenden. Das wäre eine sehr sinnvolle, aber unsichere Definition für die Tonhöhe.

Man wird eine weniger sinnvolle Definition bevorzugen, die dafür an die Frequenzskala mit der Einheit Hz fest angeschlossen ist. Dafür gibt es zwei Möglichkeiten: Man kann willkürlich der Frequenz 1000 Hz die Tonhöhe 1000 Mel zuordnen, wie es Stevens und Volkman [2] vorgeschlagen haben, oder man kann das Maß für die Tonhöhe so definieren, daß es unterhalb 500 Hz mit der Frequenz in Hz übereinstimmt. Dann kommen auf 170 Tonhöhenstufen unterhalb 500 Hz auch 500 Mel. Im ganzen Frequenzbereich umfaßt eine Tonhöhenstufe 3 Mel. Die gesamte Tonhöhenkala mit ihren 850 Stufen reicht dann bis 2500 Mel.

Die Frequenzbänder, in die das Ohr ein Klangspektrum bei der Bildung der Lautstärke zerlegt, treten bei verschiedenen Hörversuchen auf. Sie seien *Frequenzgruppen* genannt, und man kann sie beobachten

- bei der Messung der Hörschwelle mit Klängen statt Tönen,
- bei der Verdeckung,
- beim Vergleich von frequenzmodulierten und amplitudenmodulierten Tönen,
- bei der Bildung der Lautstärke.

Gewöhnlich mißt man die Hörschwelle mit einem einzelnen Ton, dessen Frequenz man verändert. Verläuft die Hörschwelle ein Stück horizontal, so kann man sie auch mit einer Gruppe benachbarter, gleichstarker Teiltöne messen. Man kann das Frequenzband, das diese Gruppe einnimmt, verändern, entweder indem man ihren Abstand oder indem man ihre Anzahl variiert. Beide Methoden führen zum gleichen Ergebnis: Die Hörschwelle wird überschritten, sobald die Leistung aller Teiltöne, die in eine der oben erwähnten Frequenzgruppen fallen, einen Mindestwert überschreitet. Die Teiltöne außer-

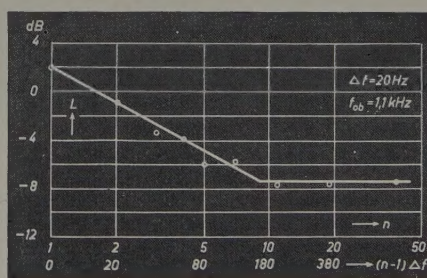


Abb. 2. Der Schalldruckpegel der äquidistanten, gleichstarken Teiltöne eines eben hörbaren Klanges als Funktion ihrer Anzahl

halb der Frequenzgruppe tragen nichts zur Bildung der Hörschwelle bei [3]. Abb. 2 verdeutlicht diese Feststellung. Die Breite des Klangspektrums ist durch Vergrößerung der Zahl der Teiltöne verändert. Die Teiltöne haben voneinander einen Abstand von 20 Hz. Über ihrer Anzahl ist der Schalldruckpegel aufgetragen, den jeder einzelne Teilton hat, wenn der Klang eben die Hörschwelle überschreitet. Dieser Schalldruckpegel nimmt genau um 3 dB ab, wenn die Anzahl der Teiltöne verdoppelt wird. Die Schallintensität des gesamten Klanges bleibt dann unverändert. Das gilt aber nur, solange der Klang im Frequenzband von hier 160 Hz Platz findet. Überschreitet er diese Breite der Frequenzgruppe, so ändert das Hinzukommen weiterer Teiltöne nichts mehr am Schalldruckpegel der einzelnen Teiltöne, den man bei der beschriebenen Messung der Hörschwelle einstellt. Das



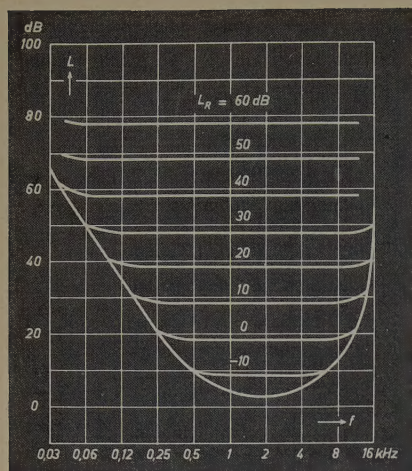


Abb. 3. Der Verlauf der Mithörschwellen für gleichmäßig verdeckendes Rauschen. (Der angegebene Schallstärken-Dichte-Pegel des Stör-Rauschens gilt für das Gebiet unter 500 Hz)

Gehör bildet die Hörschwelle mit einer aus dem Gesamtspektrum herausgegriffenen Frequenzgruppe.

Hörschwellen mit einem genügend breiten horizontalen Stück sind selten. Man kann denselben Versuch mit einer künstlichen Hörschwelle machen, die man durch gleichmäßig verdeckendes Rauschen erzeugt. Bei lautem Rauschen verläuft die Hörschwelle, wie Abb. 3 zeigt, fast im ganzen Gebiet der hörbaren Frequenzen horizontal. Dann kann man auch die Breite der Frequenzgruppen bei allen Frequenzen messen. Man findet, daß sie unterhalb 500 Hz etwa 90 Hz breit sind, oberhalb 500 Hz etwa 17%, so daß jede Frequenzgruppe etwa 30 Tonhöhenempfindungsstufen umfaßt und eine Breite von 100 Mel hat.

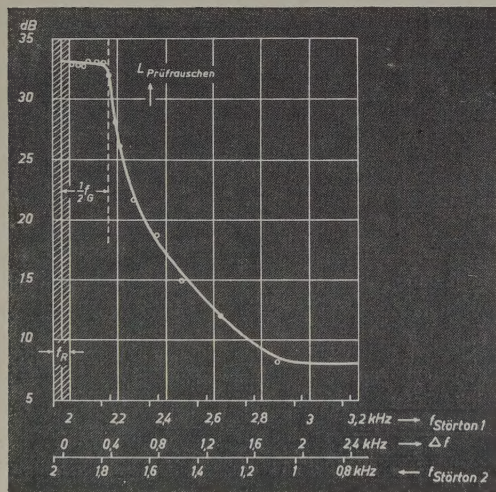


Abb. 4. Schalldruckpegel eines eben hörbaren Bandpaß-Rauschens, das zwischen zwei 50 dB starke Störtöne der angegebenen Frequenzen eingeschlossen ist

Die Frequenzgruppen kann man ebenso deutlich beobachten, wenn man die Verdeckung benachbarter Klänge untersucht. Benachbarte Töne schweben miteinander; diese Schwebungen stören. Die Schwebungen treten nicht auf, wenn man Bandpaß-Rauschen mit schmalen Frequenzband verwendet [4]. Abb. 4 zeigt die eben hörbare Schallintensität eines Bandpaß-Rauschens, das zwischen zwei starke Störtöne eingeschlossen ist. Solange die beiden Störtöne mit dem Bandpaß-Rauschen in einer Frequenzgruppe liegen, überschreitet das Rauschen erst bei hohen Intensitäten die Grenze der Hörbarkeit. Diese Grenze sinkt auf viel niedrigere Werte ab, sobald die Störtöne nicht in dieselbe Frequenzgruppe fallen wie das Rauschen, sondern in die beiden benachbarten Frequenzgruppen. Die Kurve, die die Beobachtungswerte miteinander verbindet, zeigt durch ihren Knick nach unten die Breite der Frequenzgruppe genau an.

Abb. 5 vermittelt eine Anschauung über die Rolle, die die Frequenzgruppen beim Vergleich von amplituden- und frequenzmodulierten Tönen bilden [5]. Wenn man schwach moduliert, besteht in beiden Fällen das Klangspektrum aus der Trägerschwingung und zwei symmetrisch dazu liegenden Seitenschwingungen. Das Verhältnis der Am-

plituden der Seitenschwingungen und der Trägerschwingungen wird bei Amplitudenmodulation durch den halben Modulationsgrad, bei Frequenzmodulation durch den halben Modulationsindex bestimmt. Deshalb sind in Abb. 5 Modulationsgrad und Modulationsindex als Ordinate gewählt. Abszisse ist die Modulationsfrequenz. Eingezeichnet sind die eben wahrnehmbaren Modulationen. Sie machen sich bei tiefen Modulationsfrequenzen durch Schwankungen der Lautstärke oder Tonhöhe bemerkbar, denen das Ohr folgen kann. Bei mittleren Modulationsfrequenzen sind beide Modulationen an einer Rauigkeit des Tones zu erkennen, bei hohen Modulationsfrequenzen an den getrennt zu hörenden Seitenschwingungen, die sich von der Trägerfrequenz ablösen. In der Regel wird die obere Seitenschwingung durch den Trägerton verdeckt, so daß nur die untere Seitenschwingung hörbar ist.

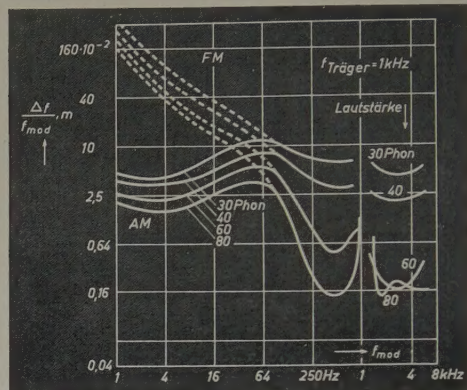


Abb. 5. Der eben hörbare Modulationsindex  $\frac{\Delta f}{f_{\text{mod}}}$  frequenzmodulierter Töne und der eben hörbare Modulationsgrad  $m$  amplitudenmodulierter Töne

Man durfte erwarten, daß sich Amplitudenmodulation und Frequenzmodulation nur im Gebiet tiefer Modulationsfrequenzen unterscheiden, wo das Ohr den Lautstärkeschwankungen und den Tonhöhenschwankungen folgen und wo es sie auch voneinander unterscheiden kann. Man durfte erwarten, daß es dagegen gleichgültig ist, ob eine Rauigkeit durch Amplitudenmodulation oder durch Frequenzmodulation erzeugt wird. Abb. 5 zeigt, daß dies nicht gleichgültig ist. Erst wenn der Abstand der Seitenschwingungen größer als die Breite der Frequenzgruppe ist, macht es keinen Unterschied, welche Modulationsart verwendet wird. Nun unterscheiden sich Amplitudenmodulation und Frequenzmodulation bei schwacher Modulation nur durch die Nullphasenwinkel der Seitenschwingungen. Abb. 5 lehrt, daß Phasenbeziehungen zwischen den Teiltönen in die Wahrnehmungen eingehen, solange die Teiltöne für das Ohr in ein und derselben Frequenzgruppe liegen.

Besonders interessant ist die Rolle, die die Frequenzgruppen bei der Bildung der Lautstärke spielen [6]. Aus gleichmäßig verdeckendem Rauschen werden durch Bandfilter Abschnitte verschiedener Frequenzbreite herausgeschnitten. Die mittlere Frequenz wurde gehalten, ebenso die Rauschleistung hinter dem Filter. Die Laut-

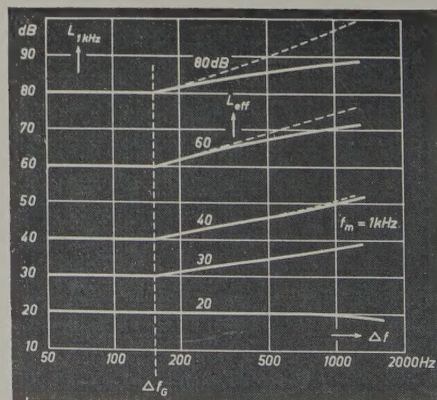


Abb. 6. Die Lautstärke von Bandpaß-Rauschen mit festgehaltener Schallstärke und zunehmender Bandbreite



stärke dieser Geräusche zeigt Abb. 6. Solange das Spektrum des Rauschens schmäler als die Frequenzgruppen ist, entspricht die Lautstärke immer der festgehaltenen Rauschleistung. Sobald aber das Spektrum des Rauschens über eine Frequenzgruppe hinausgeht, so bald also das Gehör mehrere Frequenzgruppen bilden kann, nimmt die Lautstärke zu. Hier hat man den experimentellen Beweis dafür, daß das Gehör die Lautstärke nicht unmittelbar aus dem Schall

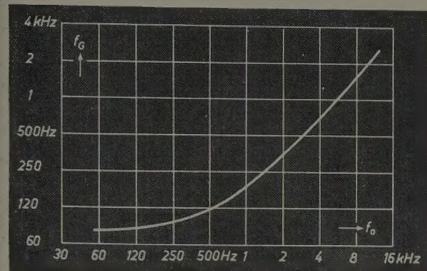


Abb. 7. Die Breite der Frequenzgruppen des Gehörs

bildet, sondern erst nach Zerlegung des Spektrums in bestimmte Frequenzbänder, und man hat zugleich die Methode, die Breite dieser Frequenzbänder zu messen. Sie stimmen mit den Frequenzgruppen, die bei den drei erwähnten Hörversuchen gefunden wurden, genau überein.

Abb. 7 zeigt die Breite der Frequenzgruppen im ganzen Bereich der hörbaren Frequenzen. Es sind Mittelwerte aus den Ergebnissen aller

vier Arten von Hörversuchen. Sie haben, wie schon erwähnt, bei tiefen Frequenzen eine Breite von etwa 90 Hz und oberhalb 500 Hz eine Breite von etwa 17%. Diese Frequenzgruppen werden nicht durch das Cortische Organ gebildet, sondern durch die Gehörnerven, die in der Lage sind, etwa 150 benachbarte Zellen des Cortischen Organs miteinander zu koppeln. Auf diesem Organ sind die Sinneszellen in 4 nebeneinander herlaufenden Reihen angeordnet. Jede Reihe enthält etwa 3500 Sinneszellen. Zu je 150 Zellen gekoppelt können sie maximal 24 aneinander anschließende Frequenzgruppen bilden. Die Grenzen dieser Frequenzgruppen liegen nicht fest. Sie entsprechen nicht den Fugen einer Reihe aneinandergelegter Ziegelsteine. Sie entsprechen vielmehr den Rändern des Glases, das auf der Skala eines Rechenstabes gleiten kann und das man dahin schiebt, wo man es braucht. Die 150 benachbarten Sinneszellen, die eine Frequenzgruppe bilden können, überdecken auf dem Cortischen Organ eine Länge von etwa 1,3 mm. Sie werden so miteinander gekoppelt, daß ihre Reize gemeinsam in die Empfindung eingehen, entsprechend der Amplitude und der Phase ihrer Bewegung.

#### Schrifttum

- [1] Zwicker, E., u. Kaiser, W.: Beihefte Acustica Bd. 2 (1952) S. 239
- [2] Stevens, S., u. Volkman, J.: Amer. J. Psychol. Bd. 53 (1940) S. 329
- [3] Gässler, G.: Beihefte Acustica Bd. 4 (1954) S. 408
- [4] Zwicker, E.: Beihefte Acustica Bd. 4 (1954) S. 415
- [5] Zwicker, E.: Beihefte Acustica Bd. 2 (1952) S. 125
- [6] Zwicker, E., u. Feldtkeller, R.: Beihefte Acustica Bd. 5 (1955) (im Druck)

G. FINCKBEIN

## Gedruckte Schaltungen

DK 621.396.061:76

Unter dem Begriff „Gedruckte Schaltungen“ werden Verfahren zusammengefaßt, mit denen die Verdrahtung, Spulen, Widerstände, Kondensatoren und andere Einzelteile von Schwachstrom-, insbesondere elektronischen Geräten gedruckt werden können. In der amerikanischen Literatur bedeutet „printed circuit“ entweder „gedruckte Baugruppe“, z. B. bestehend aus Widerständen und Kondensatoren oder „gedruckte Schaltung“. „Gedruckte Verdrahtung“ heißt „printed wiring“. Im Laufe der letzten 10 Jahre wurden vor allem in Amerika und England viele Verfahren entwickelt, von denen die wichtigsten hier erwähnt werden sollen<sup>1)</sup>.

Die Technik der gedruckten Schaltungen ist nicht allein ein technologisches und fabrikatorisches Problem, sondern sie stellt ganz bestimmte Anforderungen an Entwicklung und Konstruktion, wenn optimale Ergebnisse erreicht werden sollen. Am wichtigsten ist der Druck der Verdrahtung, doch muß von Fall zu Fall entschieden werden, ob und inwieweit auch Einzelteile, wie Spulen, Kondensatoren und Widerstände gedruckt werden sollen. Stückzahl, Qualitätsansprüche, elektrische Erfordernisse, Prüfmethode, Raumverhältnisse, um nur die wichtigsten zu nennen, bedingen, daß sich dafür keine allgemeinen Regeln aufstellen lassen. Deshalb ist auch die Frage der Rentabilität nicht eindeutig zu beantworten.

Die vielen unterschiedlichen Verfahren der neuen Technik lassen die Frage aufwerfen, welches nach den bisherigen Erfahrungen die meisten Vorteile in sich vereint.

Bei der Wahl der Methode muß beachtet werden, daß es nicht genügt, gedruckte Schaltungen herzustellen, die den bescheidenen Anforderungen in einfachen Geräten entsprechen, sondern die gedruckten Erzeugnisse müssen mindestens ebensogut wie die bisherigen sein. Die Methode muß sich für Massenfertigung eignen und mit geringstem Ausschuß arbeiten. Sie wird sich dann dank der Gleichförmigkeit des drucktechnischen Arbeitens weitere Anwendungsgebiete erschließen und die Qualität der Erzeugnisse steigern. Wenn auch noch nicht alle technischen Probleme gelöst sind, besonders, was die Einzelteile anbelangt, so könnte doch manche Fertigung heute schon mit Vorteil auf das Druckverfahren umgestellt werden.

Ziel dieses Aufsatzes soll sein, die wichtigsten Verfahren mit ihren Eigenschaften, Vor- und Nachteilen ohne Berücksichtigung der Patentlage zu erläutern, um der Beantwortung dieser Frage näherzukommen. Es ist dabei in erster Linie an Anwendungen in der Rundfunk- und Fernsehindustrie sowie der industriellen Elektronik gedacht, obwohl auch auf vielen anderen Gebieten der Elektrotechnik Anwendungen möglich sind.

#### 1. Die Verfahren

In der Technik der gedruckten Schaltungen kann man die beiden folgenden Hauptgruppen unterscheiden:

- A) Verfahren, bei denen das leitende Muster durch mechanische oder chemische Mittel aufgebracht wird.
- B) Folienverfahren.

Zu A)

##### 1.1 Leitsilber-Verfahren

Die älteste und einfachste Methode ist die, eine kolloidale Silberlösung, sogenanntes Leitsilber, durch Pinsel, Spachtel oder Spritzpistole auf die Isolierplatte aufzubringen und an der Luft zu trocknen. Diese Methode ist vor allem für Labor-Versuche geeignet. Auch lassen sich damit leicht Verbindungen zwischen den beiden Seiten einer Isolierplatte herstellen, indem man Bohrungen durch Bestreichen mit der Silberlösung leitend macht. Hauptnachteile sind: schlechte Haftfestigkeit, keine Lötbarkeit.

##### 1.2 Silber-Einbrennverfahren

Bessere Ergebnisse erzielt man bei Verwendung einer Silberemulsion und keramischer Platten als Träger. Das Arbeitsverfahren ist das gleiche, nur wird die Schaltung, nachdem sie an der Luft getrocknet ist, bei 600 bis 800 Grad im Ofen eingebrannt. Man erreicht dadurch vor allem eine bessere Haftfestigkeit. Soll gelötet werden, so muß der Belag meistens durch Aufbringen einer zweiten Schicht verstärkt werden. Nicht zuletzt deshalb ist dieses Verfahren für die maschinelle Anwendung nicht besonders gut geeignet. Um zu vermeiden, daß sich der Silberbelag mit dem Lot legiert und dadurch die Haftfestigkeit herabgesetzt wird, empfiehlt es sich, Lote mit geringem Silberzusatz

<sup>1)</sup> Das National Bureau of Standards hat 26 verschiedene Verfahren registriert



zu verwenden. Mit diesem Verfahren lassen sich Leitungen mit einer Breite bis herab zu etwa 1 mm herstellen. Die Schichtstärke liegt zwischen 7 und 20  $\mu$ .

### 1.3 Schoopsches Verfahren

Ähnliche Ergebnisse erzielt man mit dem sogenannten Schoopschen Verfahren, bei dem in einem elektrischen Lichtbogen zerstäubtes Metall, vorzugsweise Kupfer, durch Preßluft auf die Isolierplatte aufgesprüht wird (Metallspritzverfahren). Nachteilig ist hierbei die Schwierigkeit, gleichmäßige starke Schichten herzustellen.

### 1.4 Silberpulver-Verfahren

Auf eine Platte von Bakelit-Hartpapier, die noch nicht vollkommen polymerisiert ist, wird trockenes Silberpulver in gleichmäßiger Schicht aufgeschüttet. Ein auf etwa 200°C erhitzter Metallstempel, der das Muster der Schaltung in erhabener Form trägt, wird unter hohem Druck auf das Silber gepreßt, wodurch das gewünschte Muster mit großer Exaktheit erzeugt wird. Nach Abbürsten des überschüssigen Silberpulvers wird die Platte noch etwa eine halbe Stunde im Ofen ausgebacken. Man erzielt dadurch einen sehr sauber aussehenden, fest haftenden Silberbelag mit guter Lötbarkeit. Die Schichtstärke beträgt 20 bis 40  $\mu$ . Abb. 1 zeigt eine nach diesem Verfahren hergestellte Platte für eine Einsteckeinheit eines elektronischen Zählers. Haftfestigkeit und Dichte hängen ab von der Verwendung von Hartpapier mit dem richtigen Polymerisationsgrad und einem gleichmäßigen, genügend starken Druck auf der ganzen Oberfläche, weshalb bei größeren Platten die Aufteilung der Gegenlage in mehrere federnde Teile zweckmäßig sein kann. Der Metallstempel wird nach den in der Drucktechnik üblichen fotochemischen Ätzverfahren hergestellt.

### 1.5 Elargol-Verfahren

Bei diesem wird die Plattenoberfläche mit einer leicht flüchtigen Silberdispersion benetzt. Auch hier wird ein heißer Stempel benutzt, jedoch kommt man mit geringerem Druck aus. Es lassen sich Strichstärken bis hinab zu  $\frac{1}{10}$  mm drucken.

Da für jede Schaltung ein besonderes Werkzeug gebraucht wird, eignen sich die beiden letztgenannten Verfahren nur für größere Serien. Auch bereitet es Schwierigkeiten, bei größeren Ausmaßen der Platte überall gleiche Schichtstärke und Haftfestigkeit zu erreichen. Versuche, statt Silberpulver ein anderes Metall zu verwenden, haben bis jetzt noch zu keinem befriedigenden Ergebnis geführt, so daß die Materialkosten eine nicht zu unterschätzende Rolle spielen. Davon abgesehen muß als Vorteil angesehen werden, daß im Gegensatz zu den nachstehend beschriebenen Folienverfahren keinerlei Säure verwendet wird.

Zu B)

### 1.6 Folien-Ätzverfahren

Die größte Bedeutung für die Serienfertigung haben Verfahren unter Verwendung von Isolierplatten, die auf einer oder beiden Seiten mit Metallfolie überzogen sind. Im Gegensatz zu den unter A) genannten Verfahren geht man hier von einer leitenden Fläche aus, von der Teile entfernt werden, so daß ein leitendes Muster übrigbleibt.

Praktisch alle Möglichkeiten, die überflüssigen Teile der Folie zu entfernen, wurden erprobt. Am häufigsten wird das chemische Ätzverfahren angewendet, weshalb es hier besonders eingehend behandelt werden soll. Diese Technik hat sich in Amerika schon weitgehend eingeführt, und es gibt viele Firmen, die sich mit dem Ätzen solcher Platten befassen. Das Grundprinzip ist einfach:

Die Oberfläche wird mit einem säurefesten Muster der Verdrahtung versehen, zum Beispiel durch das Siebdruckverfahren. Dann wird die Platte in ein Säurebad gehängt und die ungeschützten Metallteile

werden weggeätzt. Es können Platten jeder Größe und beliebig komplizierter Verdrahtung hergestellt werden. Meistens werden kupferplattierte Hartpapierplatten mit einer Folienstärke von 35 oder 70  $\mu$  verwendet. Die Hartpapierplatten haben eine Stärke von 2 bis 3 mm. Es gibt zwar auch Aluminium- und Messingplattierungen, doch wird Kupferplattierung am häufigsten angewendet.

Die Kupferfolien werden im allgemeinen elektrolytisch hergestellt. Gewalzte Folien haben sich aus folgenden Gründen nicht bewährt:

- a) Ungenügende Breite.
- b) Ungleichmäßiges Ätzen als Folge der durch die Walzrichtung bedingten Gefüge-Anisotropie.
- c) Die Folien enthalten oft Fremdkörper und Lunker, wodurch Fehler in der Ätzung entstehen.
- d) Wegen des beim Walzen verwendeten Schmiermittels und der glatten Oberfläche ist die Haftfestigkeit der Folien auf den Isolierplatten nur schlecht.

Demgegenüber zeigen elektrolytisch gewonnene Folien folgende Vorteile:

- a) Vollkommene Homogenität und Reinheit.
- b) Die Folien haben eine raue und eine glatte Seite. Die raue Seite gestattet eine feste Verbindung mit der Isolierplatte, während die glatte Seite bestens für eine exakte Ätzung geeignet ist.
- c) Die Folien lassen sich in jeder gewünschten Breite und Stärke herstellen.

Die Folien werden unter Verwendung eines geeigneten Bindemittels in hydraulischen Pressen auf die Oberfläche der Hartpapierplatten aufgepreßt.

Die Folien-Isolierplatten müssen folgende Eigenschaften aufweisen: Wärmefestigkeit, geringste Wasseraufnahme und Haftfestigkeit des Belages auch nach mehrfachem Löten. Die dielektrischen Eigenschaften sind für die meisten Anwendungszwecke von geringerer Bedeutung. Selbstverständlich müssen HF-Leitungen möglichst kurz gemacht werden, und es muß durch geeignete Leitungsführung dafür gesorgt sein, daß sich in dem Dielektrikum kein Feld ausbilden kann. Praktisch lassen sich alle bekannten Isoliermaterialien plattieren, doch sind Hartpapierplatten preislich und verarbeitungsmäßig am günstigsten. Auch die Verwendung von ein- oder doppelseitig plattierten Filmen kann in manchen Fällen von Vorteil sein.

Vor der Ätzung muß zunächst das Muster der Verdrahtung auf die Platte übertragen werden, wozu das Siebdruck- oder bei größeren Serien auch das Offsetdruckverfahren benutzt wird. Der einwandfreie Druck der säurefesten Schicht ist nicht ganz einfach und man bedient sich bisweilen folgenden Kunstgriffes: Auf die noch feuchte Druckfarbe wird Asphaltpulver gestreut, das auf der Farbe festklebt, worauf der übrige Teil des Pulvers weggeblasen wird. Durch eine kurze Erwärmung schmilzt das Pulver zu einer festen Schicht zusammen.

### 1.7 Foto-Ätzverfahren

Bei besonders hohen Ansprüchen an Genauigkeit wird meistens das sogenannte Foto-Ätzverfahren für Folien angewendet. Zunächst muß die Metalloberfläche mit einer lichtempfindlichen Gelatineschicht bedeckt werden. Um einen möglichst gleichmäßigen Überzug zu erzielen, hat sich folgendes Verfahren bewährt: Auf einer rotierenden Scheibe, ähnlich einem Plattenteller, wird die Druckplatte in Drehung versetzt und gleichzeitig eine lichtempfindliche Schicht aufgegossen. Anschließend wird die Schicht getrocknet und ist damit gebrauchsfertig. Die Belichtung erfolgt mit einer starken ultravioletten Lampe unter einem fotografischen Negativ der Verdrahtungszeichnung. Ähnlich wie beim Siebdruckverfahren wird die Platte nach der Belichtung gewässert und ist nach dem Trocknen zum Ätzen fertig.

Zum Ätzen von Kupferfolien dient im allgemeinen eine 50%ige Eisenchloridlösung. Die Temperatur der Ätzlösung beträgt etwa 40°C. Für große Serien am besten geeignet ist die Tankätzung in besonderen Maschinen, in denen durch Rütteln der eingehängten Platten oder Einblasen von Preßluft in fein verteilter Form für ständige Bewegung der Säure gesorgt wird. Das Ätzen einer Platte dauert etwa 10 bis 20 Minuten, je nach Stärke des Belages. Um eine gleichmäßige Fertigung zu erreichen, ist laufende Kontrolle der Konzentration, Temperatur und Zeit notwendig. Die während des Ätzens in die Säure übergehende Kupfermenge muß durch besondere Verfahren laufend wieder abgezogen werden, um die Konzentration gleich zu halten. Nach dem Ätzen werden die Platten abwechselnd in heißem und kaltem Wasser so lange gespült, bis sie säurefrei sind. Ein besonderes Neutrali-

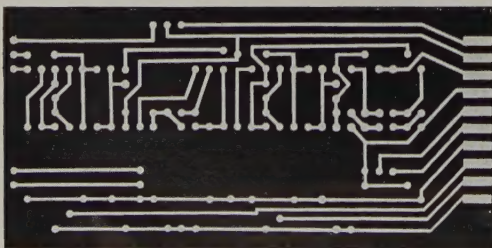


Abb. 1. Nach dem Silberpulver-Verfahren gedruckte Platte für eine Einsteckeinheit eines elektronischen Zählers



sationsbad hat sich als überflüssig erwiesen. Nach dem Trocknen erfolgt die mechanische Weiterverarbeitung, wie Schneiden, Stanzen und Löten.

### 1.8 Stanz-Verfahren

Das sogenannte Folien-Stanzverfahren arbeitet ohne Chemikalien auf rein mechanischer Grundlage. Die Schaltungen werden in den gleichen hydraulischen Pressen gedruckt, in denen auch die kupferplattierten Isolierplatten auf Bakelitbasis hergestellt werden. Wie bei dem Silberpulver-Verfahren trägt der Stempel die Verdrahtung in erhabener Form, und unter Druck und Hitze wird das Muster in die Kupferoberfläche eingepreßt.

Anschließend werden die übrigen Folienteile abgeschliffen, und die fest mit der Platte verbundene Verdrahtung bleibt übrig. Auch diese Methode hat den Vorteil, daß Säure mit der Isolierplatte nicht in Berührung kommt. Offensichtlich lassen sich aber damit keine sehr feinen Leitungen herstellen.

### 1.9 Schmelz-Verfahren

Das sogenannte Folien-Schmelzverfahren hat nur engbegrenzte Anwendungsmöglichkeiten. Man geht hierbei von einer Isolierplatte aus, die mit einem leicht schmelzenden Metall plattiert ist, z. B. Zinn, Zink oder deren Legierungen. Ein Stempel, auf dessen Oberfläche das Negativ der gewünschten Verdrahtung eingätzt ist, wird auf eine Temperatur erhitzt, die ausreicht, um bei Berührung mit der Druckplatte die Plattierung augenblicklich zum Schmelzen zu bringen. Das flüssige Metall wird anschließend sofort mit Preßluft weggeblasen.

## 2. Druck der Verdrahtung

Wie schon erwähnt, greift die Technik der gedruckten Schaltungen weitgehend in den konstruktiven Aufbau der Geräte ein. Das Chassis entfällt, und die Platte wird Verdrahtung und Träger der Einzelteile zugleich. Die Kennzeichen solcher Geräte sind etwa folgende:

- Die Verdrahtung liegt in einer Ebene, entweder auf gemeinsamer Grundplatte oder auf Einzelstreifen, mit denen die Hauptteile des Gerätes zusammengefaßt sind.
- Alle Einzelteile (Röhrenfassungen, Bandfilter, Potentiometer, Gruppenbauteile usw.) liegen auf derselben Seite der Grundplatte und werden durch Tauchlötung in einem Arbeitsgang verdrahtet.
- Kreuzungen müssen durch geschickte Anordnung der Verdrahtung sowie der Widerstände nach Möglichkeit vermieden werden.
- Bei komplizierten Geräten wird die Schaltung doppelseitig ausgeführt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, Kreuzungen folgendermaßen herzustellen: Eine Leitung wird unterbrochen und auf der anderen Seite weitergeführt. Voraussetzung dafür ist die Verwendung von doppelseitig plattierten Isolierplatten. Die Querverbindungen werden durch Aufstreichen von Leitsilber, Einlöten von Hohnieten oder galvanisch hergestellt.
- Sämtliche Punkte der Schaltung sind bequem erreichbar, was besonders wichtig für Service- und Prüfzwecke ist.
- Es gibt keine Verdrahtungsfehler.

## 3. Tauchlötung

Die zweidimensionale Form der Verdrahtung führt von selbst dazu, alle Verbindungen im Tauchlöt-Verfahren herzustellen. Dadurch kann eine große Zahl Verbindungen unter gleichzeitiger Qualitätsverbesserung in einem Arbeitsgang gelötet werden, denn die Zahl der kalten Lötstellen geht erfahrungsgemäß stark zurück.

Für eine einwandfreie Lötung muß die Oberfläche des Metalls selbstverständlich vollkommen blank sein und vor dem Löten in ein Flußmittel getaucht werden. Auf diese Weise läßt sich auch Kupfer ohne vorherige Verzinnung oder Versilberung gut löten. Um ein Verbrennen der Oberfläche der Hartpapierplatten durch das flüssige Metall zu vermeiden, muß ein annähernd eutektisches Lot verwendet werden (63% Zinngehalt).

Wegen der Erhitzung der Folie beim Tauchlöten löst sich diese bisweilen ab. Um das zu vermeiden, werden größere Flächen in einzelne untereinander verbundene Streifen aufgelöst. Größere Platten müssen während des Lötens und Erkalten in einem Rahmen eingespannt bleiben, damit sie sich nicht verziehen. Gute Ergebnisse erzielt man mit folgender Methode:

- Eintauchen in das Flußmittel.
- Berühren der Oberfläche des Zinnbades und leichtes Hin- und Herschwenken während 5 bis 10 Sekunden. Die Temperatur des Bades beträgt etwa 220°C.

c) 10 Minuten erkalten lassen.

d) Wiederholung des Vorganges wie unter b) in einem zweiten Zinnbad, auf dessen Oberfläche eine Wachsschicht schwimmt. Diese beseitigt Rückstände des Flußmittels und verhindert „Brückenbildung“ zwischen den Leitungen.

Für die Tauchlötung werden spezielle Röhrenfassungen verwendet. Eine Form enthält gekrüpfte Kontaktfedern, die in gestanzte Löcher gesteckt und mit den Zuleitungen zur Fassung verlötet werden. Durch die Krüpfung bleiben die Leitungen von dem Druck entlastet, der durch Einstecken der Röhren entsteht, und eine gewisse Elastizität der Federn bleibt erhalten. Es empfiehlt sich die Verwendung von Phantomen, um die Federn spannungsfrei anzulöten.

Bei einer anderen Form der Fassung liegen die Federn als flache Streifen auf dem Umfang eines Zylinders. In ein entsprechend großes Loch der Platte gesteckt, halten sich diese Fassungen vor dem Einlöten selbst in der richtigen Lage (snap-in-socket).

## 4. Druck von Einzelteilen

Während die Frage der gedruckten Verdrahtungen im wesentlichen als gelöst angesehen werden kann, wirft die Herstellung von Einzelteilen nach dem Druckverfahren eine Reihe von Problemen auf, die im folgenden betrachtet werden sollen.

### 4.1 Spulen

Was die Spulen anbelangt, so bestehen folgende Schwierigkeiten:

- Wegen des Streufeldes der flachen gedruckten Spulen ist der Außendurchmesser auf etwa 30 mm bei einem Innendurchmesser von etwa 10 mm beschränkt. Auf dieser Fläche lassen sich nur Spulen mit nicht viel mehr als 1  $\mu\text{H}$  drucken.
- Abschirmung der Spulen ist nur schwer möglich.
- Verdrahtung und Spulen bedingen im allgemeinen ein verschiedenes Trägermaterial, wenn optimale Eigenschaften gefordert werden.

Besser ist es, Spulen und Filter, wie bisher üblich, in einem Becher unterzubringen, wodurch ein Bauteil entsteht, das sich in einfachster Weise durch Tauchlötung in die Verdrahtung einbeziehen läßt. Gleichzeitig erreicht man hierdurch ein Ausweichen in die dritte Dimension, ohne an Übersichtlichkeit zu verlieren. Wenn aber schon die Spulen getrennte Bausteine bilden, kann die Frage, welche Art von Spulen am zweckmäßigsten ist, für sich behandelt werden. Nach dem augenblicklichen Stand der Technik lassen sich Fernsehbandfilter recht gut

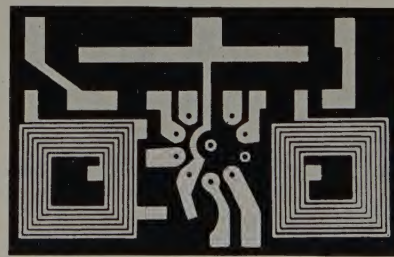


Abb. 2. Nach dem Silberpulver-Verfahren gedruckte Spulen

drucken. Spulen und Filter für tiefere Frequenzen müssen jedoch gewickelt werden. Man kann zwar größere Induktivitäten durch Aufeinanderstapeln mehrerer gedruckter Scheibenspulen herstellen, doch bleibt abzuwarten, ob solche Spulen preis- und gütemäßig konkurrenzfähig sind.

Ein Beispiel für nach dem Silberpulververfahren gedruckte Spulen zeigt Abb. 2.

### 4.2 Kondensatoren

Für Kondensatoren gelten ähnliche Gesichtspunkte. Bakelithartpapier ist eine ungeeignete Grundlage, um die Kondensatoren mitzudrucken. Auf keramischen Platten mit hoher Dielektrizitätskonstante dagegen lassen sich durch Einbrennen von Silberbelegten Kombinationen von Kapazitäten herstellen, die als Bauteil eingebaut werden können.

### 4.3 Widerstände

Die wichtigsten, wenn auch am schwierigsten herstellbaren Einzelteile sind die Widerstände. Die handelsüblichen Typen sind im Laufe der Jahre zu so hoher Qualität herangereift, daß es noch intensiver



Arbeit bedarf, um Widerstände zu drucken, die den bisherigen an Qualität gleichkommen.

Bevor auf die Technik der gedruckten Widerstände eingegangen wird, sei hier eine Bemerkung über die Verwendung normaler Schichtwiderstände eingefügt. Meistens werden handelsübliche Typen mit rechtwinklig abgeboenen Drahtanschlüssen verwendet, die durch gestanzte Löcher gesteckt und durch Punkt- oder Tauchlötung mit den Leitungen verbunden werden. Durch die Verwendung solcher Widerstände erzielt man folgende Vorteile:

- a) Bewährte Qualität.
- b) Sichere Kontaktgabe.
- c) Geringes Rauschen.
- d) Leichte Auswechselbarkeit der Widerstände.

Trotzdem bleibt es natürlich eine lohnende Aufgabe, die Widerstände in die Schaltung mit einzudrucken, und viele solcher Verfahren wurden in Amerika und England entwickelt.

Die Widerstände werden mit kolloidalen Graphitlösungen direkt auf das Isoliermaterial gedruckt. Anschließend werden die Schichten bei 70°C getrocknet, zweckmäßig mit Infrarot-Lampen. In der Praxis bereitet es keine geringen Schwierigkeiten, Widerstände mit genügend kleinen Toleranzen ohne Nacharbeit herzustellen. Konzentration und Viskosität der Druckflüssigkeit müssen sehr sorgfältig konstant gehalten werden, um einen gleichmäßigen Druck zu erzielen. Zum Aufbringen der Widerstandsschicht hat sich das weiter unten erwähnte Seidenschirmverfahren besonders bewährt. Aber selbst bei maschineller Arbeitsweise erzielt man wegen der Schwankungen der Schichtstärke bestenfalls Widerstandstoleranzen von  $\pm 20\%$ . Zum Schutz gegen Feuchtigkeitseinflüsse müssen die Widerstände abschließend mit einem Kunststoff überzogen werden, der die Widerstandsschicht nicht angreifen darf. Auf diese Weise lassen sich in Verbindung mit Kondensatoren RC-Glieder und ähnliche Baugruppen drucken.

Abb. 3 zeigt eine nach dem Silberpulver-Verfahren hergestellte Widerstandsplatte. Die Widerstände sind mit dem Pinsel aufgetragen und durch Abschleifen abgeglichen.



Abb. 3. Nach dem Silberpulver-Verfahren gedruckte Widerstandsplatte

Auch Platten mit einer größeren Zahl von Widerständen, wie sie z. B. für elektronische Zählseinheiten gebraucht werden, lassen sich am besten mit diesem Verfahren herstellen.

Ein anderes, interessantes, wenn auch ziemlich umständliches Verfahren sei hier der Vollständigkeit halber erwähnt. Es geht aus von der Verwendung eines dreischichtigen Materiales, bestehend aus einer dünnen homogenen Widerstandsschicht, die zwischen einer Kupferfolie und einer Bakelithartpapierplatte eingebettet ist.

Die Metallfolie wird zunächst mit einem säurefesten Muster der Verdrahtung bedruckt und geätzt. Durch die Säure wird die Folie an den vom Überzug freien Stellen beseitigt. Nun werden die säureunlösliche Widerstandsschicht und gleichzeitig der säurefeste Überzug auf der Folie abgeschliffen. Die Folie wird darauf ein zweites Mal bedruckt, wobei die Zonen, die zu Widerständen werden sollen, ausgespart bleiben. Nach einer zweiten Ätzung sind demzufolge die Widerstände freigelegt. Zum Schluß wird, wie üblich, mehrfach warm und kalt gespült, die Platte getrocknet und mit einem Schutzfilm versehen. Kontaktschwierigkeiten zwischen Widerstandsschicht und Leiter gibt es bei dieser Methode nicht.

## 5. Sieb- oder Seidenschirm-Druck

Abschließend sei noch eine oft angewandte Methode erwähnt, die einerseits selbst als Druckverfahren gelten kann, andererseits aber auch nur dazu dient, um beispielsweise beim Folien-Ätzverfahren ein säurefestes Muster der Verdrahtung auf die Folie zu drucken.

Bei dieser Methode wird die aufzubringende Flüssigkeit oder Paste durch die Maschen eines seidenen Schirmes gedrückt, dessen Poren an den Stellen, die nicht leitend werden sollen, verschlossen sind.

Zur Herstellung eines solchen Druckschirmes benötigt man einen mit einer starken Gelatineschicht bedeckten Film, der zunächst mit einer 4%igen Kalium-Bichromat-Lösung lichtempfindlich gemacht wird. Nach Trocknung der Oberfläche ist der Film gebrauchsfertig. Er wird zusammen mit einer Tuschezeichnung der Verdrahtung auf Transparenzpapier in den Belichtungsrahmen gelegt und mit einer Ultraviolett-Lampe belichtet, wodurch die belichteten Stellen gehärtet und wasserunlöslich gemacht werden. Unmittelbar darauf wird der Film bei 50 bis 60 Grad gewässert, bis alle unbelichteten Stellen herausgelöst sind und das Muster klar erscheint. Nun wird der Seidenschirm auf die noch feuchte Gelatineoberfläche des Filmes gelegt und unter Zwischenlegen eines saugfähigen Papiers sanft eingerieben. Hierdurch dringt die Gelatine in die Maschen der Seide hinein und wird dadurch fest mit ihr verbunden. Etwa 30 Minuten später wird der so präparierte Seidenschirm zum vollständigen Trocknen aufgehängt und auf einen Rahmen fest aufgespannt. Zum Schluß wird der die Gelatine tragende Film vorsichtig abgezogen, und der Seidenschirm ist fertig zum Druck.

Die Druckflüssigkeit muß eine ganz bestimmte Konsistenz aufweisen. Sie darf nicht zu dünn sein, sonst würden unscharfe Ränder entstehen, andererseits auch nicht zu dickflüssig, sonst würden die Maschen verkleben. Zum Drucken wird der Seidenschirm auf die Platte gelegt und Druckflüssigkeit mit einem Gummischaber ein oder mehrere Male über den Seidenschirm gewischt. Es ist zweckmäßig, diesen Vorgang weitgehend zu mechanisieren und die Eigenschaften der Druckflüssigkeit laufend zu überwachen, um eine gleichmäßige Fertigung zu erzielen. Anschließend wird der aufgebrauchte Belag getrocknet und eventuell gebrannt.

Dieses Verfahren ist billig in der Anwendung und eignet sich insbesondere für Laboratoriumsarbeiten und kleinere Serien. Änderungen können leicht vorgenommen werden, entweder mit Pinsel und Lack direkt auf den Schirm oder durch Anfertigen einer neuen Schablone von der geänderten Tuschezeichnung.

\*

Ohne Anspruch auf Vollständigkeit zu erheben, wurden die wichtigsten Verfahren zur Herstellung der gedruckten Schaltungen erläutert und ihre Vor- und Nachteile aufgezeigt. Auf dem Wege der Rationalisierung und Automatisierung der Fertigung wird man künftig immer mehr auf diese Verfahren übergehen.

## Schrifttum

- Resistance Tape: Use it by the Inch. Aviation Week Bd. 55 (1951) S. 80
- Substitutes for Wires. Chem. Week Bd. 74 (1954) S. 52—56
- Printed Circuit Components Mass Produced by Photoetching. Electr. Engng. Bd. 72 (1953) S. 660
- Warring, R. H.: Printed Circuits: Methods and Applications. Electr. Rev. (London) Bd. 152 (1953) S. 66—68
- Conway, W. R.: Resistors for Deposited Techniques. Electronic Engng. Bd. 21 (1949) S. 403—408
- Accelerated Etching Processes for Printed Circuits. Electronics Bd. 25 (1952) S. 232 bis 240
- Eisler, P.: Printed Circuits: Some General Principles and Applications of the Foil Technique. J. brit. Inst. Radio Eng. Bd. 13 (1953) Nr. 11, S. 523—541
- Skow, N. A.: Metal-Clad Laminates Used in Printed Circuitry. Mech. Engng. Bd. 75 (1953) S. 709—711, 714
- Swiggelt, R. L.: Printed Circuits on Foil-Clad Plastics. Mod. Plastics Bd. 28 (1951) S. 99—100
- Dummer, G. W. A., und Johnston, D. L.: Printed and Potted Electronic Circuits. Proc. IEE Bd. 100 (1953) Part III, Nr. 66, S. 177—191
- Danko, S. F., und Gerhold, R. A.: Printed Circuitry for Transistors. Proc. IRE Bd. 40 (1952) S. 1524—1528
- Hopf, P. P.: Elargol Low-Cost Printed Circuits. Tele-Tech Bd. 9 (1950) S. 31-32, 75
- Hopf, P. P.: Elargol Low-Cost Printed Circuits. Tele-Tech Bd. 10 (1951) S. 34—35, 56
- Stones, A. E.: Printed-Wiring Multiple Soldering Methods. Tele-Tech Bd. 12 (1953) S. 62—64, 160, 163
- Steigerwall, O. I.: Embossed Wiring for Printed Circuits. Tele-Tech Bd. 12 (1953) S. 70—71
- Manfield, H. G.: Etched Foil Printed Circuits. Wireless Wld. Bd. 61 (1955) Nr. 9, S. 436



R. HEIDESTER

# Das Fernschreibertastgerät »Tg-Fs 127«

## Ein modernes Hilfsmittel zum Empfang von Funk-Fernschreibsendungen

DK 621.394.324

In den vergangenen 10 Jahren hat sich im drahtlosen Telegrafiebetrieb ein neues Verfahren, die Frequenzumtastung, durchgesetzt. Vorher wurden die Nachrichten — meist im Morsecode — durch das Ein- bzw. Austasten eines Senders übertragen. Im Zuge des sich immer mehr vergrößernden Bedarfs an Nachrichtenverbindungen ist die Frage der Mechanisierung und Beschleunigung des Telegrafieverkehrs von großer Bedeutung. Während sich im drahtgebundenen Verkehr der Fernschreiber schon seit etwa 20 Jahren durchgesetzt hat, standen seiner Einführung in die drahtlose Telegrafie anfänglich große Schwierigkeiten entgegen. Diese Schwierigkeiten sind hauptsächlich darauf zurückzuführen, daß für eine mechanische Aufzeichnung der zu empfangenden Signale das Verfahren der Träger-Ein-Austastung — A1-Verfahren genannt — gegenüber Schwankungen der Amplitude sehr empfindlich ist. Derartige Amplitudenänderungen werden aber in dem für die drahtlose Nachrichtenübermittlung wichtigen Wellenbereich von 1...30 MHz durch Selektiv- und Dämpfungsschwünde hervorgerufen. Man hat zwar versucht, dieser Schwierigkeiten durch Verfahren der harmonischen Telegrafie und durch Verwendung von Faksimilegeräten (Hellschreiber) Herr zu werden, aber diese Übertragungsarten erfordern, bezogen auf die Schreibgeschwindigkeit, einen relativ großen Aufwand an Bandbreite. Da die zur Übermittlung einer Nachricht erforderliche Bandbreite die Anzahl der Nachrichtenkanäle in einem gegebenen Frequenzband bestimmt, ist es verständlich, daß die Bestrebungen dahin gehen, eine Nachricht in einem möglichst schmalen Kanal bei gleichzeitig hoher Übertragungsgeschwindigkeit weiterzugeben. Auch in der Telegrafietechnik hat man sich die Vorteile der Frequenzmodulation zunutze gemacht und ein entsprechendes Verfahren — F1 — entwickelt. Hierbei wird der Träger des Telegrafie-senders nicht ein- und ausgetastet, sondern zwischen 2 Frequenzen umgetastet. Deshalb nennt man diese Tastart häufig auch Frequenzumtastung oder FSK (frequency shift keying). Diese Art der Tastung eines Senders ist nicht neu. Die früher verwendeten Lichtbogensender betrieb man ebenfalls in dieser Weise, weil die Entladungsstrecke bei den üblichen Telegrafiergeschwindigkeiten nicht schnell genug ein- und ausgeschaltet werden konnte. Der Unterschied gegenüber dem heute verwendeten F1-Verfahren ist auf der Empfängerseite zu suchen. Während früher nur eine der beiden Frequenzen des Senders zur Nachrichtenbildung herangezogen wurde, benutzt man heute beide Frequenzen.

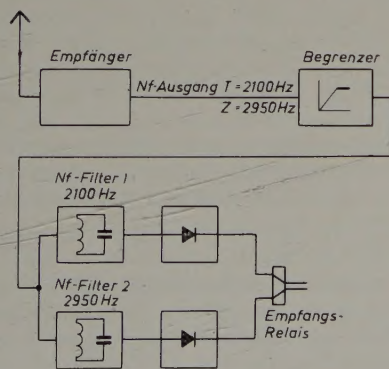


Abb. 1.  
Schema einer nach dem NF-Filter-Verfahren arbeitenden F1-Empfangsanlage

In der Praxis haben sich zwei Verfahren zur Demodulation von F1-Sendungen durchsetzen können. Beim ersten Verfahren — dem älteren — werden die dem Funkempfänger entnommenen Signale in das tonfrequente Gebiet verlagert. Dies kann z.B. durch den A1-Überlagerer des Empfängers selbst geschehen. Die zwei bei Frequenz-

umtastung entstehenden Töne werden durch Filter voneinander getrennt und gegebenenfalls über Verstärkerstufen dem Tastrelais oder dem Tontastgerät zugeführt. Der Frequenzabstand der beiden Filter muß natürlich dem Hub der Sendung entsprechen. Abb. 1 zeigt das Blockschaltbild einer solchen Empfangsanordnung. Es ist ohne weiteres einzusehen, daß eine nach diesem Verfahren arbeitende F1-Nachrichtenverbindung eine sehr gute Frequenzkonstanz aufweisen muß. Das gilt sowohl für den Sender als auch für den Empfänger. Überträgt man die Sendung z.B. bei 20 MHz, so muß die Frequenzkonstanz bei dem üblichen Hub von  $\pm 425$  Hz und einer Bandbreite der NF-Filter von  $\pm 100$  Hz besser als  $5 \cdot 10^{-6}$  sein. Derartige Anlagen rüstet man aus diesem Grund oft mit einer Frequenznachstell-einrichtung aus. Ein Empfänger dieser Art ist natürlich nur zum Empfang von Sendungen mit untereinander gleichem Hub verwend-bar. Dies kann zu Schwierigkeiten im Betrieb Anlaß geben, da heute der Hub von F1-Sendern zwischen  $\pm 50$  Hz im Langwellenbereich und  $\pm 600$  Hz bei Bildfunk im Kurzwellenbereich liegt. Die Übertragungsgüte eines solchen 2-Ton-Verfahrens kann durch den Einsatz von Amplitudenbegrenzern vor den niederfrequenten Selektions-mitteln erheblich gesteigert werden.

Das zweite Verfahren für die Demodulation von F1-Sendungen benutzt zur Umwandlung der frequenzmodulierten Signale in die Tast-zeichen einen Diskriminator. Vor den Diskriminator wird auch hier — um die Vorteile der Frequenzmodulation voll ausnutzen zu können — ein Amplitudenbegrenzer geschaltet. Begrenzer und Diskriminator sind zweckmäßigerweise für die Zwischenfrequenz des Funkempfängers dimensioniert. In diesem Falle ist es ohne besondere Kunstgriffe möglich, einen linearen Umwandlungsbereich des Diskriminators von einigen kHz Breite zu erhalten. Wenn auch die Übertragungsgüte einer solchen Anlage am besten ist, wenn der Sender symmetrisch zur Diskriminatormittemfrequenz tastet, so kann doch die Nachricht noch empfangen werden, solange die zwei Frequenzen im linearen Teil des Diskriminators liegen. Für das vorhin angeführte Beispiel einer bei 20 MHz arbeitenden Anlage folgt aus dem eben Gesagten, daß bei einem Diskriminator mit linearer Umwandlungskennlinie im Bereich der ZF-Selektion, einem Frequenzhub von  $\pm 425$  Hz und einer ZF-Bandbreite des Empfängers von  $\pm 800$  Hz die notwendige Frequenzkonstanz etwa  $2 \cdot 10^{-6}$  sein muß. Der Hauptvorteil der mit einem Diskriminator ausgerüsteten Anlagen besteht darin, daß sie Sendungen mit beliebigem Hub verarbeiten. Dies ist betrieblich ein großer Vorteil, weil der Austausch von Filtersätzen wie beim zuerst geschilderten Verfahren entfällt.

Über längere Zeit hinweg durchgeführte Versuche [1] haben gezeigt, daß das F1-Verfahren gegenüber Störungen im Übertragungsweg unempfindlicher ist als die Träger-Ein-Aus-Tastung. Bei ähnlichen Versuchen [2] wurde festgestellt, daß mit dem F1-Verfahren bei Verwendung eines Diskriminators und nachfolgender Bandeinstimmung auf der Empfangsseite eine Verbesserung um etwa 10 dB, bezogen auf normalen A1-Empfang, erreichbar ist. Ein weiterer Vorteil des F1-Verfahrens liegt darin, daß der Sender zu jeder Zeit im Empfänger eine Regelspannung erzeugt, während beim A1-Betrieb in den Tastpausen das Rauschen des Empfängers hörbar wird und den Empfang beeinträchtigt.

Bei entsprechender Ausgestaltung der Empfangseinrichtung ist diese frequenzmodulierte Übertragungsart also unempfindlicher gegen Schwunderscheinungen als die normalen A1-Verfahren. Auch die benötigte Bandbreite — der Frequenzhub solcher Telegrafiesendungen liegt normalerweise zwischen  $\pm 50$  und  $\pm 500$  Hz — läßt das F1-Verfahren durchaus wirtschaftlich erscheinen.

Die große Unempfindlichkeit des F1-Verfahrens gegenüber Störungen im Übertragungsweg hat die Einführung des Fernschreibers in die drahtlose Telegrafie erheblich begünstigt.



Der Fernschreiber arbeitet nach dem Start-Stop-Verfahren. Neben einem Anlauf- und einem Sperrschritt werden pro Buchstabe 5 Schritte von je 20 ms Dauer übertragen. Durch die verschiedenen Kombinationen dieser 5 Schritte entstehen die zu übertragenden Buchstaben, Ziffern und Zeichen.

Einen Überblick über die für die verschiedenen Telegrafieverfahren notwendigen Bandbreiten und die erreichbaren Schreibgeschwindigkeiten gibt Tab. I. Man erkennt leicht, daß das A1-Verfahren hinsichtlich des Bedarfs an Bandbreite am günstigsten ist. Es darf aber nicht vergessen werden, daß bei diesem Verfahren kein direkter Abdruck des empfangenen Textes möglich ist. Die Sendung wird entweder gehörmäßig aufgenommen, oder vom Empfangsstreifen ab-

Tab. I.  
Schreibgeschwindigkeit und Bandbreite bei üblichen Telegrafieverfahren

	Buchstaben/min [BpM]	notwendige Bandbreite [Hz]
A 1-Handmorse . . . .	60...135	24...60
A 1-Schnellmorse (Maschinensender)	600...1800	240...720
Hellschreiber . . . . .	150	400
F 1-Verfahren (Fernschreiber) . . .	420	100...850 je nach Hub
2-Kanal-F 1-Verfahren Twin-(Duo-)plex (2 × Fernschreiber)	840	1200

gelesen und in Klartext übertragen. Dadurch wird die tatsächliche Übertragungsgeschwindigkeit kleiner. Der direktdruckende Fernschreiber benötigt dagegen kein Bedienungspersonal, er arbeitet selbständig. Außerdem ist die Herstellung von Kopien wie bei einer normalen Schreibmaschine möglich.

In letzter Zeit setzt sich im Funkferschreibbetrieb ein 2-Kanal-Verfahren (Twin- oder Duplex) immer mehr durch. Bei dieser Art der Nachrichtenübertragung strahlt der Sender gleichzeitig zwei voneinander unabhängige Nachrichten aus. Die Senderfrequenz wird hierzu zwischen vier voneinander um etwa 400 Hz getrennten Frequenzen umgetastet. Die Zuordnung der vier einzelnen Frequenzen zu den Trenn- bzw. Zeichenstromzuständen in den zwei Nachrichtenkanälen A und B ist aus Abb. 2 ersichtlich. Auf der Sendeseite lassen sich die Tastzeichen für einen solchen Sender z. B. dadurch erzeugen, daß

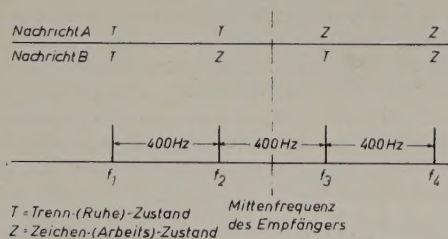


Abb. 2. Frequenzverteilung beim Twin-(Duplex-)Verfahren

zwei Geber Ströme, die sich um den Faktor 2 unterscheiden, durch einen gemeinsamen Widerstand treiben. Die an dem Widerstand entstehende Spannung steuert eine Reaktanzröhre und damit die Frequenz des Senders. Das Gesamtsignal entsteht also durch Addition der Teilsignale der beiden Nachrichtenkanäle A und B.

Zur Demodulation solcher Twinplex-Sendungen war es bisher üblich, die Signalfrequenz in Töne umzusetzen und sie unter Zuhilfenahme von niederfrequenten Selektionsmitteln voneinander zu trennen. Auch Empfangsverfahren mit mehreren Diskriminatoren sind bekannt. Diesen Einrichtungen ist wieder gemeinsam, daß sie nur für Sendungen mit festem Frequenzhub brauchbar sind.

In dem nachfolgend beschriebenen Gerät ist eine Schaltung angegeben, die mit nur einem Diskriminator die Demodulation von Twinplex-Sendungen bei beliebigem Hub ermöglicht.

Das *Telefunken*-Fernschreibertastgerät „Tg-Fs 127“ gestattet mit den *Telefunken*-Kurzwellenempfängern „E 305“, „E 104“ und „E 127“ bzw. mit dem Langwellenempfänger „E 108“ den Aufbau von leistungsfähigen Funk-Fernschreibempfangsstellen. Das Gerät ist in

einem DIN-Blechgehäuse (550 × 202 × 384 mm) untergebracht. Alle Anschlüsse liegen an der Rückseite entweder an Buchsen und Steckdosen oder an zwei 16poligen Steckverbindungen. Das Tastgerät läßt sich auch ohne das Gehäuse in einen Gestellschrank einschieben. Besondere Aufbauprinzipien und Schutzmaßnahmen ermöglichen den Betrieb des Gerätes auch unter besonders hohen mechanischen und klimatischen Beanspruchungen. Alle Bedienungselemente sind an der Frontplatte untergebracht.

Das Fernschreibertastgerät ermöglicht den Empfang folgender Sendungen:

- 1) Normale F1-Fernschreib- oder F1-Morsesendungen in einem Hubbereich von  $\pm 50 \dots \pm 1000$  Hz.
- 2) 2-Kanal-F1-Sendungen (Duo- oder Twinplex), bei denen der Abstand zweier benachbarter Frequenzen zwischen 200 und 1000 Hz liegen darf.
- 3) Schmalband-frequenzmodulierte Telefonie mit einem Spitzenhub von 2...3 kHz.

Die maximale Schreibgeschwindigkeit im F1-Betrieb ist bei Benutzung des Relaisausganges (60 V, 40 mA) 100 Bd, mit dem Tontastgerät 200 Bd.

Da keinerlei NF-Filter notwendig sind — alle Signale werden von einem hochkonstanten Diskriminator abgeleitet —, darf der Hub von F1-Sendungen innerhalb der oben angegebenen Grenzen schwanken. Beim Übergang auf einen neuen Sender mit anderem Hub braucht das Gerät nicht neu eingestellt zu werden. Eine Abstimmmanzeige-Schaltung mit einer Braunschen Röhre ermöglicht ein sicheres Abstimmen des Empfängers.

Die Wirkungsweise des Fernschreibertastgerätes sei jetzt an Hand des Blockschaltbildes (Abb. 3) erklärt.

Die dem Empfänger entnommene Zwischenfrequenz von 525 kHz gelangt über den Eingangsverstärkungsregler zur ZF-Verstärkerstufe V 9. An der Anode dieser Röhre erscheint die verstärkte Signalspannung. Sie wird einmal dem Eingang des zweistufigen Amplitudenbegrenzers (V 10, V 11) zugeführt, außerdem dem senkrechten Plattenpaar der Abstimmmanzeigeröhre V 8. Die zweite Begrenzerstufe hat wegen ihrer speziellen Schaltung eine sehr kleine Zeitkonstante und unterdrückt deshalb auch impulsartige Störungen sehr gut. Der Begrenzer gleicht Schwünde bis zu 50 dB Tiefe aus. Auf den Begrenzer folgt ein sehr steiler Frequenzdiskriminator, dessen Kennlinie in einem Bereich von etwa  $\pm 3$  kHz linear verläuft. Der Diskriminator ist als Rieglerkreis geschaltet, er gibt das demodulierte Signal an die Tastschaltung weiter.

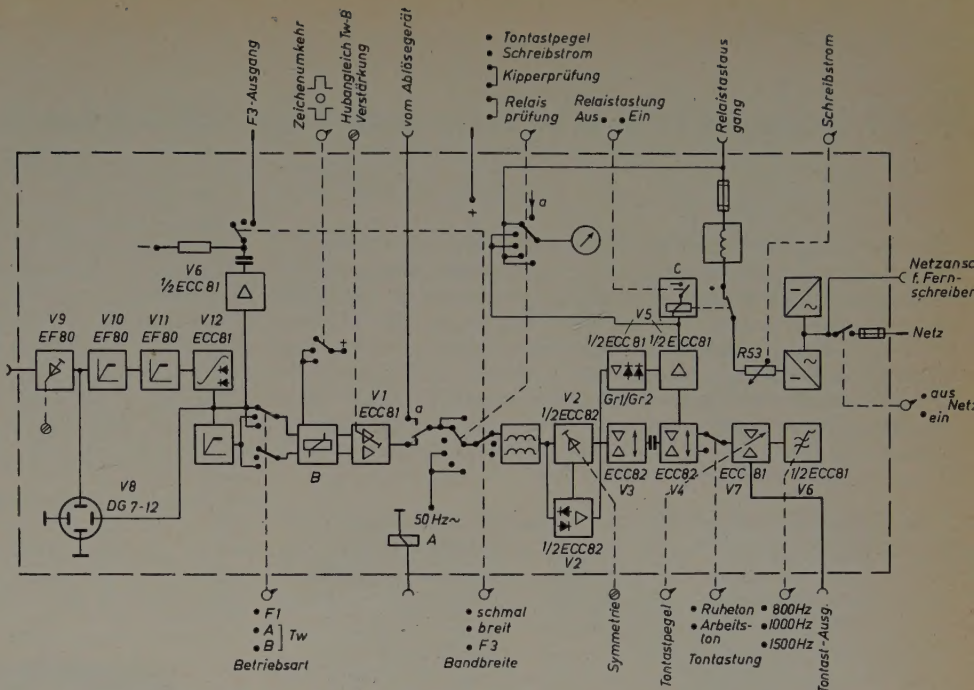
In diesem Teil des Fernschreibertastgerätes werden die Signale von Störungen befreit und wieder auf die ursprüngliche Form regeneriert. Da von allen Charakteristika der Tastsignale die Nulldurchgänge am wenigsten von Störungen beeinflußt werden, ist die Tastschaltung so ausgebildet, daß sie diese Nulldurchgänge auswertet. Die Eingangsstufe dient gleichzeitig zur Trennung der beiden Nachrichten einer Twinplex-Sendung. Hierbei gelangt das vom Diskriminator gelieferte Gesamtsignal an ein Gitter des ersten Systems der Röhre V 1, während die über 2 Gleichrichter in ihrer Amplitude begrenzte Diskriminatorspannung dem Gitter des zweiten Systems zugeführt wird. Aus Abb. 2 ist zu erkennen, daß diese begrenzte Spannung dem Nachrichteninhalt des Kanals A entspricht. Eines der beiden Röhrensysteme arbeitet als normaler Widerstandsverstärker, das andere in Anodenbasischaltung. Beide Röhren haben einen gemeinsamen Katodenwiderstand. Durch diese Schaltung entsteht im Anodenkreis des Verstärkersystems eine Spannung, die der Differenz von Gesamtspannung und Nachricht A entspricht. Diese Spannung stellt, wie schon vorher festgestellt, die Nachricht B dar.

Je nach Stellung des Betriebsartenschalters (F 1 — Tw A — Tw B) gelangt nun entweder ein normales F1-Fernschreibsignal oder ein Kanal einer Twinplex-Nachricht an den auf die Verstärkerstufe folgenden Tiefpaß.

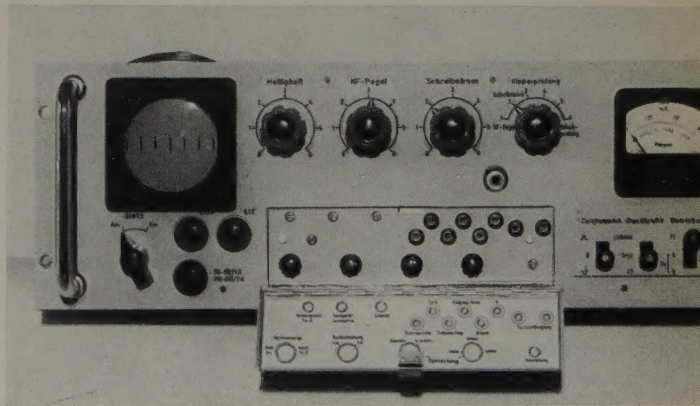
Die Ausgangsspannung des Diskriminators gelangt auch an das waagerechte Plattenpaar der Braunschen Röhre V 8. Im Zusammenwirken mit dem senkrechten Plattenpaar, an dem die unbegrenzte ZF-Spannung liegt, entstehen nun auf dem Leuchtschirm beim Empfang eines F1-getasteten Senders zwei senkrechte Leuchtstriche. Der Abstand dieser beiden Striche ist dem Hub der Sendung proportional. Diese sogenannte Abstimmmanzeigschaltung (DBP 901436) läßt ohne große Mühe Frequenzabweichungen des Senders oder des Empfängers



Die Tastschaltung ist mit dem Tontastgerät und der Abstimmmanzeigerröhre auf einem Chassis untergebracht, das direkt hinter der Frontplatte angeordnet ist. Hierdurch ergibt sich eine einfache Verdrahtung zu den an der Frontplatte untergebrachten Bedienungselementen.



- [1] Peterson, H. O., Atwood, I. B., Goldstine, H. E., Hansell, G. E., u. Schock, R. E.: Observations and Comparisons on Radio Telegraph Signaling by Frequency Shift and On-Off keying. R.C.A. Review (1946) Nr. 1, S. 11
- [2] Ruddlesden, R., Forster, E., u. Jelonek, Z.: Carrier-Frequency-Shift Telegraphy. J. IEE Part III A. Bd. 94 (1947) Nr. 12





# Katodenstrahlröhren für Stoßspannungsprüfung

DK 621.317.755:621.317.333.8

Für die Prüfung von Transformatoren und Isolatoren mit Stoßspannungen wird als Anzeigeelement der Katodenstrahloszillograf verwendet, der infolge seiner fast trägheitslosen Anzeige die Abbildung derartiger schnell verlaufender Vorgänge ermöglicht. An die Katodenstrahlröhre werden dabei besondere Anforderungen, in erster Linie hinsichtlich der Schreibgeschwindigkeit, gestellt. Da außer der ursprünglich allein durchgeführten Registrierung der Stoßspannung neuerdings die gleichzeitige Aufnahme des Stoßstromes durchgeführt werden soll, erwies sich die Entwicklung einer Hochleistungs-Zweistrahlröhre als notwendig, über die nachstehend berichtet wird.

## 1. Die Prüfung von Anlagen und Schaltelementen mit Stoßspannungen

Kurzzeitige, stoßartige Überspannungen an Hochspannungsanlagen können durch atmosphärische Einflüsse (Blitzeinschlag) und durch Schaltvorgänge (Wanderwellen) entstehen. Da die Spannungsfestigkeit der verwendeten Schaltelemente, insbesondere der Transformatoren und Isolatoren, nicht beliebig groß gemacht werden kann, begnügt man sich mit einer begrenzten Spannungsfestigkeit und stuft die Isolation der einzelnen Betriebsmittel so ab, daß auftretende Überspannungen nur zu Überschlügen an Luftstrecken in der Anlage führen, aber grundsätzlich keine Durchschläge der Isolation im Innern von Transformatoren, Maschinen, Kabeln, Wandlern und Hochspannungsgeräten auftreten sollten<sup>1)</sup>. Die Prüfung der einzelnen Schaltelemente und der kompletten Anlagen erfolgt mit kurzen Spannungsstößen und ist durch die „Leitsätze für Erzeugung und Verwendung von Stoßspannungen für Prüfzwecke“ (VDE 0450/XI.39) festgelegt.

Nach diesen Vorschriften sind die Prüfungen vorzugsweise mit Stoßspannungen auszuführen, deren Stirnzeit  $1\text{ }\mu\text{s}$ , und deren Rückenhalbwertzeit  $50\text{ }\mu\text{s}$  beträgt. Dabei ist die Stirnzeit als die mit 1,25 vervielfachte Zeitspanne definiert, in der die Stoßspannung vom 0,1-fachen auf den 0,9fachen Betrag ihres Scheitelwertes ansteigt, während die Rückenhalbwertzeit einer vollen Stoßspannung die Zeitspanne vom Beginn der Stoßspannung bis zu ihrem Halbwert auf dem Rücken (dem abfallenden Teil des Spannungsverlaufs) ist.

Bei diesen kurzen Zeiten ist eine zuverlässige Prüfung, ob der Verlauf der Stoßspannung den Anforderungen entspricht, gewöhnlich nur mit dem Katodenstrahloszillografen möglich. Entscheidend für die Verwendung der Katodenstrahlröhre bei Stoßspannungsprüfungen ist jedoch die Tatsache, daß die auf diese Weise gewonnenen Oszillogramme eine sichere Anzeige der bei der Stoßprüfung auftretenden Fehler erlauben und außerdem Hinweise auf Art und Ort des Fehlers geben.

## 2. Allgemeine Anforderungen an Katodenstrahlröhren für Stoßspannungsmessungen

Die bei der Stoßprüfung an die Katodenstrahlröhre gestellten Anforderungen sind allerdings derart, daß nur besondere Hochleistungsrohre sie erfüllen können. Diese hohen Anforderungen sind dadurch bedingt, daß einmalige Vorgänge abgebildet werden müssen, die sich mit außerordentlich großer Geschwindigkeit abspielen. Abb. 1 zeigt das Oszillogramm einer Stoßwelle mit Rückenüberschlägen, d.h. mit Überschlägen, die erst beim Abklingen der Stoßspannung auftreten. Nimmt man an, daß für die Aufnahme eine gebräuchliche Katodenstrahlröhre von 13 cm Durchmesser verwendet wurde, dann ist der Weg, den der Elektronenstrahl während des Anstiegs der Stoßwelle auf dem Leuchtschirm zurücklegt, im dargestellten Beispiel etwa 33 mm. Aus diesem Weg und der Anstiegszeit von etwa  $1\text{ }\mu\text{s}$  ergibt sich bereits eine Schreibgeschwindigkeit von 33 km/s. Die Geschwindigkeit bei der Aufzeichnung der dargestellten Rückenüberschläge ist aber schon erheblich größer. Mißt man den Weg aus, den der Elektronenstrahl während dieser Störung zurücklegt, so erhält man etwa 60 mm. Die Dauer der Störung ergibt sich bei dem linearen Zeitmaßstab zu etwa  $0,5\text{ }\mu\text{s}$ . Daraus läßt sich eine Schreibgeschwindigkeit von

120 km/s berechnen. In der Praxis werden jedoch Störungen beobachtet, deren einwandfreie Erfassung beträchtlich größere Schreibgeschwindigkeiten erfordert. Bei diesen großen Geschwindigkeiten des jeweils nur einmal über den Leuchtschirm eilenden Elektronenstrahles ist die Anregung zum Leuchten und damit die Helligkeit sehr gering. Um das für eine visuelle Beobachtung oder fotografische Registrierung unerläßliche Minimum an Helligkeit zu erreichen, sind sehr hohe Betriebsspannungen erforderlich. Außerdem wird die Katodenstrahlröhre, die in Wartestellung durch eine negative Vorspannung am Gitter 1 (Wehneltzylinder) gesperrt ist, für die Dauer der Aufnahme impulsmäßig hellgetastet. In dieser Zeit ist der Katodenstrom etwa 1...2 mA. Das ist ein Vielfaches des für den Dauerbetrieb zulässigen Wertes, denn um eine scharfe Abbildung zu erhalten, muß die wirksame Katodenfläche einer Oszillografenröhre außerordentlich klein sein.

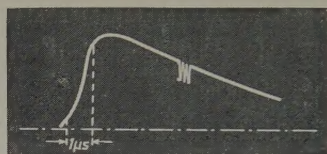


Abb. 1. Oszillogramm einer Stoßwelle mit Rückenüberschlägen

Eine übermäßige Erhöhung des Strahlstromes zum Erhöhen der Helligkeit ist nicht zu empfehlen, da die dabei auftretende Strahlverbreiterung die Feinstruktur des Oszillogramms überdecken würde. Man wird also den Impuls, den man an das Gitter 1 legt, nur so groß machen, daß man die erforderliche Helligkeit eben erreicht, und insbesondere darauf achten, daß man beim Tasten nicht in den Bereich positiver Gitterspannungen kommt.

Als Spezialröhre für Hochleistungsoszillografen wurden in Deutschland bisher die AEG-Röhre HR 1/130/8 und die aus ihr hervorgegangene Telefunken-Röhre DB 13-12 benutzt, die für eine maximale Anoden-spannung von 8 kV ausgelegt sind. Mit diesen Einstrahlröhren bestückte Hochleistungsoszillografen erlauben die fotografische Registrierung bei Schreibgeschwindigkeiten bis zu etwa 500 km/s.

## 3. Besondere Anforderungen an eine Hochleistungszweistrahlröhre

Ein besseres Erkennen der Feinstruktur des Oszillogramms in handelsüblichen Oszillografen war bisher nur mit Oszillografenröhren möglich, die ständig an der Pumpe arbeiteten. Wegen des beträchtlichen Aufwandes für die Beschaffung und den Betrieb derartiger Geräte wurde eine Hochleistungsröhre entwickelt, die eine wesentlich höhere Schreibgeschwindigkeit erlaubt. Dazu kam der Wunsch nach einer Zweistrahlröhre dieser Art, da man erkannt hatte, daß die Ergänzung der Aufnahme des zeitlichen Spannungsverlaufes durch den Verlauf des Stromstoßes ein viel genaueres Ergebnis der Stoßspannungsprüfung bringt.

Die notwendige Erhöhung der Schreibgeschwindigkeit bedingt, wie oben ausgeführt, in erster Linie ein Heraufsetzen der Betriebsspannung. Jede Erhöhung der Betriebsspannung führt jedoch zu einer entsprechenden Verminderung der Ablenkempfindlichkeit. Dies wäre bei der Messung von Stoßspannungen nicht kritisch, da sie in den meisten Fällen ohnedies so groß sind, daß sie durch einen Spannungsteiler herabgesetzt werden müssen, bevor sie den Ablenkplatten zugeführt werden können.

Bei der Messung von Stoßströmen dagegen ist eine kleine Ablenkempfindlichkeit unerwünscht, da man den Meßwiderstand niedrig halten muß, um eine Verfälschung der Meßergebnisse zu vermeiden. Durch Anwendung einer Nachbeschleunigung gelang es, ohne merkliche Einbuße an Ablenkempfindlichkeit eine Gesamtbetriebsspannung von 22 kV zu erreichen, die sich aus je 11 kV Anoden- und Nachbeschleunigungsspannung zusammensetzt. Diese beiden Spannungen, von denen die eine negativ und die andere positiv gegen Erde ist,

<sup>1)</sup> Leitsätze für die Bemessung und Prüfung der Isolation elektrischer Anlagen für Wechselspannungen von 1 kV und darüber (VDE 0111/8.53).



lassen sich außerdem leichter erzeugen als eine einzige Spannung von 22 kV gegen Erde, da man dann alle Schaltmittel entsprechend niedriger dimensionieren kann.

Einen weiteren Gewinn an Helligkeit erreichte man, indem man den Leuchtschirm auf der der Katode zugewandten Seite mit einem dünnen Aluminiumüberzug versah, wie er z. B. bei den Fernseh-Bildröhren AW 43-20 und MW 53-20 benutzt wird. Bei Leuchtschirmen ohne diese Metallisierung strahlt ein erheblicher Teil des entstehenden Lichtes in das Innere der Röhre, wo es natürlich verlorengeht. Dieses Licht wird durch den Aluminiumbelag zum Beobachter reflektiert und erhöht damit die Helligkeit des Oszillogramms.

Die Aluminisierung des Schirmes hat außerdem den Vorteil, daß die Röhre über einen längeren Zeitraum bei offenem Kameraverschluss eingeschaltet sein kann, ohne daß durch das Leuchten der glühenden Katode das fotografische Aufnahmematerial vorbelichtet wird. Es ist also möglich, bei Dauerprüfung den Hochleistungsoszillografen mit aufnahmebereiter Kamera in Wartestellung bis zur Auslösung der Aufnahme durch eine Störung zu betreiben.

#### 4. Der Aufbau der Zweistrahlröhre

Für den Aufbau der Zweistrahlröhre gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten. Man kann den von der Katode ausgehenden Elektronenstrahl nach dem Durchgang durch das Feld der katodennahen Platten aufteilen und zwei getrennten, schirnnahen Ablenkplatten zuführen, oder man kann zwei völlig getrennte Systeme nebeneinander in einen Kolben bauen. Bei der Röhre mit aufgeteiltem Elektronenstrahl muß man die gemeinsamen katodennahen Platten für die Zeitablenkung benutzen und an die getrennten, schirnnahen Plattenpaare die Meßspannung legen.

Der Vorteil dieser Ausführung liegt in dem absoluten Gleichlauf der beiden Systeme. Nachteilig sind die verhältnismäßig großen Kapazitäten der Meßplatten, die starke Beschränkung der für jedes System ausnutzbaren Schirmfläche und die Tatsache, daß es nicht möglich ist, die Strahlen getrennt zu modulieren.

Diese Nachteile vermeidet die Zweistrahlröhre mit getrennten Systemen. Musterbeispiele für diese Ausführung sind die *Telefunken*-Zweistrahlröhren DGM 10-12, 10-14, 16-12 und 16-14. Die beiden Systeme jeder dieser Röhren sind schräg gegeneinander gestellt, so daß sich die Systemachsen im Schirmmittelpunkt schneiden. Eine derartige Anordnung hat die Eigenschaft, daß beide Oszillogramme ohne zusätzliche Gleichspannung an den Ablenkplatten zur Deckung kommen, und daß man mit jedem System über die ganze Schirmfläche schreiben kann. Ein einwandfreier Gleichlauf wird erreicht, wenn man die katodennahen Ablenkplatten als Zeitplatten und die schirnnahen als Meßplatten benutzt. Der Nachteil dieser Ausführung ist die trapezförmige Verzerrung, die man beobachten kann, wenn man z. B. ein quadratisches Raster schreibt. Diese Verzerrung ist durch die Schrägstellung der Systeme bedingt. Man kann sie durch geeigneten asymmetrischen Aufbau der schirnnahen Platten kompensieren oder bei doppelt-symmetrischem (d. h. symmetrisch bezüglich zweier senkrecht zueinander stehenden Ebenen) Aufbau dieser Platten durch asymmetrischen Betrieb. Im letzteren Fall ist auf richtige Polung zu achten, da andernfalls der aufbaumäßig bedingte Trapezfehler durch den schaltungsmäßig bedingten vergrößert wird.

Die Forderung der Strahldeckung für beide Systeme wurde zu einer Zeit aufgestellt, als die Auswertung der Oszillogramme in erster Linie auf Grund der visuellen Beobachtung erfolgte. Sie wurde unterstützt durch die Tatsache, daß ein Vergleich zwischen zwei Kurven, die auf verschiedenen Stellen des gewölbten Schirms abgebildet sind, eben durch diese Wölbung erschwert wird. Bei der für eine einwandfreie Auswertung der Stoßoszillogramme notwendigen fotografischen Registrierung ist man dagegen bestrebt, die Kurven in einem gewissen Abstand voneinander darzustellen, um Verwechslungen der ineinanderlaufenden Linienzüge zu vermeiden. Der Planschirm der DBM 13-34 erfüllt diese Forderung. Man hat deshalb bei der *Telefunken*-Hochleistungszweistrahlröhre DBM 13-34 die Systemachsen mit einem Abstand von etwa 30 mm parallel gestellt (Abb. 2). Auf diese Weise kommen die beiden Oszillogramme nicht unmittelbar zur Deckung, doch ist es im Bedarfsfalle möglich, diese Deckung durch zusätzliche Gleichspannungen an den Ablenkplatten zu erreichen.

5. Wichtige elektrische Eigenschaften der DBM 13-34

Die unter Berücksichtigung der vorerwähnten Überlegungen entwickelte Katodenstrahlröhre DBM 13-34 zeigt Abb. 3. Um die Kapazitäten der Ablenkplatten und die Induktivitäten ihrer Zuführungen besonders klein zu halten, hat man sie seitlich zum Kolben herausgeführt. Die Röhre hat einen Planschirm von 133 mm Durchmesser. Da die zu messenden Stoßspannungen einpolig geerdet sind, wurde das System so ausgelegt, daß an die als Meßplatten verwendeten katodennahen Ablenkplatten nach Wahl symmetrische oder asym-

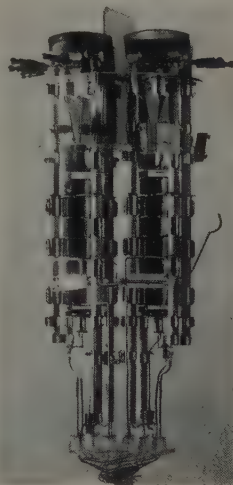


Abb. 3.  
Hochleistungs-Zweistrahlröhre DBM 13-34

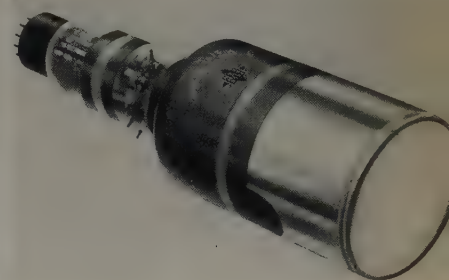


Abb. 2.  
Aufbau der Zweistrahlröhre DBM 13-34

metrische Spannungen gelegt werden können, ohne daß bei asymmetrischem Betrieb eine zusätzliche Randunschärfe auftritt, wie dies bei Röhren der Fall ist, die nur für symmetrische Ablenkung gebaut sind. Die für die Zeitablenkung bestimmten schirnnahen Ablenkplatten sind für symmetrischen Betrieb ausgebildet. Die Schirmbereiche optimaler Schärfe sind für jedes System in Abb. 4 dargestellt. In der Ablenkrichtung der katodennahen Platten kann der Elektronenstrahl um je 35 mm von der Systemachse ausgelenkt werden. Die Gesamtauslenkung in dieser Richtung beträgt also 70 mm. In der Ablenkrichtung der schirnnahen Platten ist die größte Auslenkung durch einen Kreis um den Schirmmittelpunkt mit einem Durchmesser von 110 mm begrenzt. Die Schirmflächen jedes Systems, die ohne Ausblendung ausgeschrieben werden können, sind natürlich größer. Ihre Abmessungen zeigt Abb. 5. Bei einmaliger Auslenkung und fotografischer Registrierung sind Schreibgeschwindigkeiten bis zu 10000 km/s zu erreichen.

Die erhebliche Erhöhung der Schreibgeschwindigkeit, die diese neue, abgeschmolzene Katodenstrahlröhre ermöglicht, macht sie für alle Stoßspannungsprüfungen geeignet. Die damit verbundene Herabsetzung von Zeit und Kosten für die Prüfung wird eine stärkere Anwendung dieser für die Starkstromtechnik so wichtigen Messung ermöglichen.

#### Schrifttum

Gänger, B.: Stoßprüfung von Transformatoren. ETZ-A Bd. 76 (1955) Nr. 5, S. 177

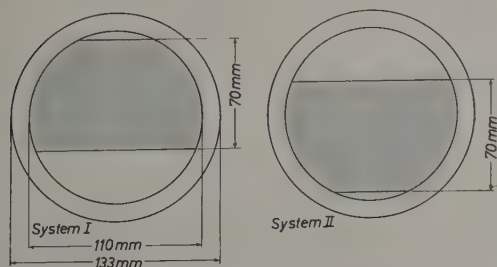
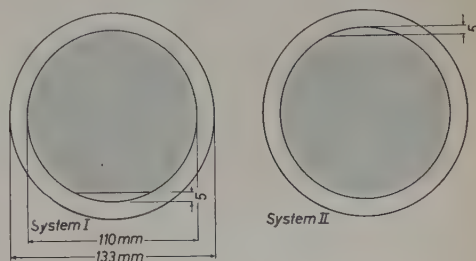


Abb. 4 (links). Bereiche optimaler Schärfe bei der DBM 13-34. Abb. 5 (rechts). Ausschreibbare Schirmfläche bei der gleichen Zweistrahlröhre





# Eine neue Elektromagnet-Lamellen-Federdruckbremse

DK 621-592.35

In Bd. 9 (1955) Nr. 9, S. 328, dieser Zeitschrift wurde über eine neue schleifringlose Elektromagnet-Lamellenkupplung berichtet, die vorzugsweise zum Einbau in Werkzeugmaschinengetriebe geeignet ist. Besonders bei hochtourigen Maschinen macht sich die unangenehme Eigenschaft des Nachlaufens der Maschine nach Abschalten bemerkbar. Aus diesem Grunde werden häufig Bremsen angeordnet, die die rotierenden Massen in kurzer Zeit stillsetzen. Für solche Fälle hat sich ganz besonders eine elektromagnetische Federdruckbremse bewährt, da sie wie die Magnetkupplung ferngesteuert werden kann und in den meisten Fällen mit den Kupplungen parallel geschaltet wird. Sie spricht, auch bei Ausfall des Betriebsstromes, sofort nach Abschalten der Kupplungen an. Das ist insbesondere bei Hobelmaschinen sehr wichtig, da der sich bewegende Tisch bei Stromausfall angehalten werden muß, um Unfälle, wie sie früher öfter vorgekommen sind, zu vermeiden.

Überwiegend werden derartige Bremsen am zweiten Wellenende des Motors angebracht, da dies die einfachste Lösung ist. Der stillstehende Spulenkörper erforderte bisher zu seiner Befestigung am Motorgehäuse eine Spezialausführung des letzteren, d. h. ein besonderes Lagerschild, was als ein wesentlicher Nachteil anzusehen war. Bei der unten beschriebenen Neuentwicklung wurde die Forderung erfüllt, daß die Bremse an jeden normalen Motortyp leicht und einfach angebaut werden kann, um eine universelle Verwendbarkeit zu gewährleisten.

## 1. Aufbau und Wirkungsweise

Die neue Elektromagnet-Federdruck-Lamellenbremse (DBPa) besteht gem. Abb. 1 aus dem stillstehenden Spulenkörper 1, der durch zwei Ringrillennager auf dem Innenlamellenträger 2 zentriert und axial fixiert ist. Der Spulenkörper hat am Umfang mehrere Nocken 3, die die Außenlamellen 4 aufnehmen. Die Druckfedern 5 pressen das

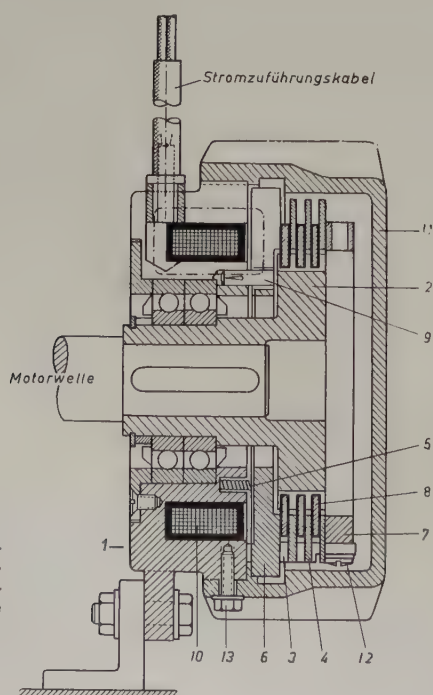


Abb. 1. Schnitt durch aufsteckbare Elektromagnet-Lamellen-Federdruckbremse

Lamellenpaket zwischen Ankerscheibe 6 und Druckring 7 zusammen, so daß die Motorwelle mit dem Innenlamellenträger 2 über die Innenlamellen 8 festgehalten wird. Die Ankerscheibe 6 sitzt axial beweglich auf Stiften 9, so daß sie gegen eine Drehbewegung gesichert ist.

Die justierte und eingestellte Bremse wird auf das Wellenende nur aufgesteckt. Der Spulenkörper 1 hat einen Flansch, mit dem er gegen eine Drehbewegung zu sichern ist, beispielsweise mit einem Winkel, der auf der Motorgrundplatte befestigt wird. Die Montage ist also denkbar einfach.

Bei Erregung der mit Isolierlack eingegossenen Spule 10 bildet sich der strichpunktiert eingezeichnete Magnetkreis aus, der die Ankerscheibe 6 an den Spulenkörper 1 zieht und damit die Bremse lüftet.

Nach einem längeren Betrieb macht sich ein geringer Verschleiß bemerkbar, so daß eine Nachstellung erforderlich ist. Hierzu werden

Abb. 2. Ansicht einer Elektromagnet-Lamellen-Federdruckbremse zum Anbau an ein Lagerschild

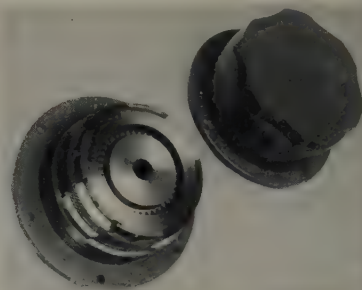
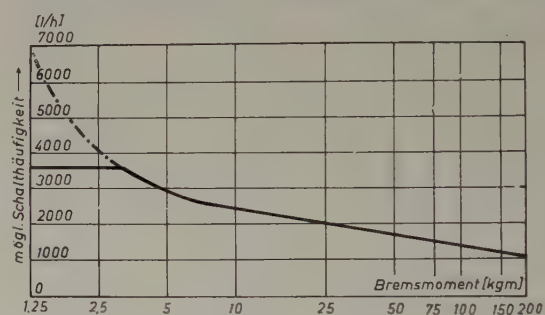


Abb. 3. Maximale Schalthäufigkeit in Abhängigkeit vom Bremsmoment



nach Entfernen der Schutzkappe 11 die Schrauben 12 gelockert und der Druckring 7 durch eine Drehbewegung axial in Richtung Ankerscheibe ein wenig vorgeschoben (vgl. Nachstellung der schleifringlosen Magnetkupplung).

Ist bei Stromausfall ein Lüften der Bremse von Hand erforderlich, dann wird die Schraube 13 entfernt und die Schutzkappe nach rechts gedreht. Sie drückt dadurch die Ankerscheibe 6 vom Lamellenpaket ab.

Für besondere Einbaufälle werden die Bremsen auch mit einem Befestigungsschild geliefert, wodurch sie insbesondere zum Anbringen an einen Getriebekasten geeignet sind. Eine derartige Bremse mit und ohne Schutzkappe zeigt Abb. 2.

## 2. Schaltung und Schalthäufigkeit

Wie bei den Elektromagnet-Kupplungen kann die Erregung nur durch Gleichstrom erfolgen, wobei Spannungen von 24, 48, 60 und 110 V üblich sind. Die Lüftzeit liegt höher als die Ansprechzeit einer entsprechenden Kupplung, da eine Bewegung der Ankerscheibe erst einsetzen kann, wenn das Magnetfeld so weit aufgebaut ist, daß der hohe Federdruck überwunden wird. Dagegen wird die Ankerscheibe nach Abschalten des Erregerstromes in kürzester Zeit mit großer Kraft gegen das Lamellenpaket gedrückt und die Bremsung herbeigeführt.

Die mögliche Schalthäufigkeit einer derartigen Lamellenbremse hängt in erster Linie von ihrer Wärmeaufnahmefähigkeit ab. Die entstehende Bremswärme wird von der Bremszeit, von der Drehzahl und von der Schaltzahl bestimmt. In Abb. 3 ist die mögliche Schalthäufigkeit in Abhängigkeit vom Bremsmoment aufgetragen, und zwar bei einer Drehzahl von  $n = 100$  U/min und bei einer Bremszeit  $t = 1$  s (bei kleineren Bremszeiten gilt die strichpunktierte Kurve). Liegen andere Verhältnisse vor, ist der Kurvenwert durch  $n \cdot t / 100$  zu dividieren.



Schluß aus Nr. 9, S. 328

DK 621.314.7 + 621.385

## 4. Einfache Transistorschaltungen und ihre Berechnung

## 4.1 Blockbasisschaltung

Ursprünglich betrieb man den Transistor mit gemeinsamem Block (mit gemeinsamem Halbleiterkristall), indem man die Eingangsspannung nach Abb. 19a zwischen Emittor und Block legte und die Ausgangsleistung an dem im Kollektorkreis liegenden Nutz- oder Lastwiderstand  $R_L$  abnahm. Deshalb können die Verhältnisse genau so wie bei einer Vakuumröhre dem Kollektor-Kennlinienfeld der Abb. 3b mit der eingezeichneten Widerstandsgeraden entnommen werden. Die Schnittpunkte der Lastlinie mit den „äquidistanten“ Transistorkennlinien bestimmen nicht nur Ausgangsleistung und Anpassung, sondern ihre Verteilung längs des jeweiligen Aussteuerbereichs spiegelt gleichzeitig auch die nichtlinearen Kollektorverzerrungen wider [4].

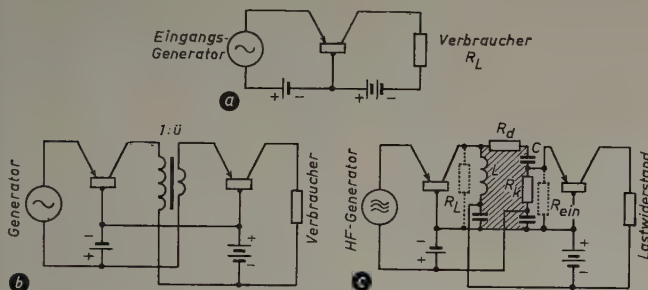


Abb. 19. (a) Blockbasisschaltung eines einzelnen Transistors, (b) Kaskade mit Anpassungsübertrager und (c) mit Koppelung über Schwungradkreis

In Tab. III sind die wichtigsten Formeln für die Dimensionierung einer Transistor-Verstärkerstufe in Blockbasisschaltung zusammengestellt [7], und zwar mit den drei behandelten Parametertypen, den  $I$ -konstanten,  $U$ -konstanten und  $h$ -Parametern. Auf den ersten Blick scheinen die Formeln mit den  $U$ -Parametern dem Röhrenfachmann vertrauter, nur ist die Spannungsverstärkung wegen der Gleichphasigkeit von Ein- und Ausgangsspannung positiv, wie auch bei der

Bremsfeldröhre mit gemeinsamer Katode. Die beste Leistungsverstärkung geht für große Dualitätsbeiwerte in das Produkt aus dem Stromverstärkungsfaktor  $\alpha$  und der Leerlaufspannungsverstärkung  $1/D_0$  über, beträgt bei kleinen  $K$ -Werten dagegen nur ein Viertel dieses Grenzwerts.

Die Hintereinanderschaltung einzelner Transistorstufen zu einer Verstärkerkaskade unterscheidet sich von Röhrenkaskaden dadurch, daß Transistorverstärker die Ausgangsleistung gewissermaßen stufenweise aufbauen, wobei also jede Stufe für beste Leistungsverstärkung ausgelegt sein soll, wohingegen Vorverstärker mit Röhren mehr einen verlustfreien Spannungsheraufsetzer ersetzen und demgemäß hauptsächlich der Spannungsverstärkung dienen, bis die zur Speisung der Leistungsstufe erforderlichen Spannungen erreicht sind. Bei einer Transistorkaskade liegen die Verhältnisse grundsätzlich so, daß der Eingangswiderstand jeder Stufe die Belastung der Vorstufe bildet.

Da die Ein- und Ausgangsimpedanzen eines Blockbasistransistors um viele Größenordnungen auseinanderliegen, ist sofort zu erkennen, daß Kaskaden von Blockbasistransistoren bei einfacher  $RC$ -Koppelung mit starker Fehlanpassung arbeiten, und daß optimale Stufenverstärkung nur mit Hilfe geeigneter Anpassungsübertrager zu erreichen ist.

Bei dem zweistufigen Verstärker nach Abb. 19b ist das Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  des Zwischenübertragers wichtig. Es errechnet sich aus dem Ansatz  $(R_{\text{einopt}})_2 = \bar{u}^2 (R_{L\text{opt}})_1$  mit den aus Tab. III zu entnehmenden Werten für die Transistorimpedanzen zu

$$\bar{u}_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{r_e^{(U)}}{r_e^{(U)}}} = \sqrt{\Delta}$$

Zwei gleiche OC 70-Transistoren mit gleichen Arbeitspunkten erfordern beispielsweise eine Untersezung von  $\bar{u} = 1/36$ . Das ist über ein breites Frequenzband nur mit so großen Verlusten zu verwirklichen, daß die Anpassung in Frage gestellt ist.

Unter Verzicht auf Breitbandverstärkung läßt sich die Anpassung über einen Resonanzkreis oder ein Bandfilter vornehmen, was für Hoch- und Zwischenfrequenzverstärkung vorteilhaft ist [8]. Abb. 19c zeigt die entsprechende Schaltung. Der aus  $L$  und  $C$  bestehende,

Tab. III. Die wichtigsten Formeln für einen Transistorverstärker in Blockbasisschaltung

	$I$ -Parameter	$U$ -Parameter	$h$ -Parameter
Spannungsverstärkung $A_U$	$\frac{1}{\frac{r_e + r_b}{r_e + r_b} + \frac{r_e + r_b (1 - \alpha)}{R_L}}$	$\frac{1}{D_0} \frac{1}{1 + \frac{r_b}{R_L}}$	$\frac{ h_{21} }{\Delta + \frac{h_{11}}{R_L}}$
Beste Leistungsverstärkung $A_{L\text{opt}}$	$\alpha^2 \frac{r_e + r_b}{r_e + r_b} \frac{1}{\left[1 + \sqrt{\frac{r_e + r_b (1 - \alpha)}{r_e + r_b}}\right]^2}$	$\frac{\alpha}{D_0} \frac{1 + K}{\left[1 + \sqrt{1 + K}\right]^2}$ für $K \gg 1$ $\sim \alpha/D_0$	$\left[ \frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta} + \sqrt{h_{11} h_{22}}} \right]^2$
Anpassungswiderstand $R_{L\text{opt}}$	$(r_e + r_b) \sqrt{\frac{r_e + r_b (1 - \alpha)}{r_e + r_b}}$	$r_e \sqrt{1 + K}$	$\sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h_{22}}}$
Zugehöriger Eingangswiderstand $R_{\text{einopt}}$ = optimaler Quellwiderstand	$\sqrt{[r_e + r_b] [r_e + r_b (1 - \alpha)]}$	$r_e \sqrt{1 + K}$	$\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}}} \Delta = \Delta R_{L\text{opt}}$ $\Delta = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$



durch Schraffur gekennzeichnete Schwungradkreis bildet die Last für den Eingangstransistor, während der zweite Transistor parallel zu dem im Resonanzkreis liegenden Widerstand  $R_k$  eingekoppelt ist. Mit  $R_k$  lassen sich die Transistorimpedanzen einander angleichen. Denkt man sich die Dämpfung im Reihenwiderstand  $R_d$  konzentriert und ist  $Q_0$  die Kreislänge, dann ist der Resonanzwiderstand

$$R_{res} = Q_0^2 \frac{R_s}{(1 + \omega C Q_0 R_s)^2},$$

wenn  $R_s$  die Parallelschaltung aus  $R_k$  und dem Eingangswiderstand des zweiten Transistor bedeutet. Führt man  $R_{res} = R_{Lopt}$  und  $R_s = R_k || R_{einopt}$  ein, dann ergibt sich ein optimaler Koppelwiderstand von

$$R_{kopt} \approx \frac{\sqrt{1+K} \left[ \sqrt{r_e^{(U)} / r_o^{(U)}} - 1/Q_0 \right]}{\omega C \sqrt{1+K} - 1 / \sqrt{r_o^{(U)} r_e^{(U)}}} = \frac{\sqrt{\Delta} - 1/Q_0}{\omega C - \sqrt{h_{22}/h_{11}}}$$

Für  $(\omega C)^2 = h_{22}/h_{11}$  wird  $R_k$  unendlich, und die Transistorimpedanz erfüllt die Anpassungsbedingung bereits allein. Weiterhin ergeben sich positive  $R_k$ -Werte nur, wenn

$$Q_0 > 1/\sqrt{\Delta} \quad \text{und} \quad (\omega C)^2 > h_{22}/h_{11}$$

ist. Diese Forderung bedingt eine so hohe Kreislänge  $Q_0$ , daß entweder mit schwacher Fehlanpassung gearbeitet oder aber eine schwache Dämpfungsreduktion durch Rückkopplung eingeführt werden muß.

Physikalisch bewirkt der Schwungradkreis den Übergang von einer Spannungsankoppelung an die Vorstufe, wie bei einer Röhre, zur Stromkoppelung an die Folgestufe, wie beim Lichtbogensender.

Selbstverständlich gelten die angestellten Überlegungen wiederum nur, solange die Betriebsfrequenz so weit unter der Alpha-Grenzfrequenz liegt, daß mit dem statischen Vierpolparameter gerechnet werden kann. Als Beispiel sei die selektive Verstärkung von 100 kHz mit zwei OC 70-Transistoren angeführt, die bei einer Schwingungskreisgüte  $Q_0$  von 100 und einer Kreiskapazität von 500 pF einen Koppelwiderstand von 80 Ohm bedingen.

#### 4.2 Emitterbasisschaltung

Statt mit geerdetem, treffender gesagt, mit Ein- und Ausgangskreis gemeinsamem Block läßt sich ein Transistor noch in zwei anderen Schaltungen betreiben, nämlich mit gemeinsamem Emitter und mit gemeinsamem Kollektor. Von beiden ist die Emitterbasisschaltung am wichtigsten, weil sie den Eingangswiderstand herauf- und die Ausgangsimpedanz herabsetzt und somit die Anpassung aufeinanderfolgender Verstärkerstufen erleichtert. Im Dualschema kommt dies in einer Verkleinerung des Dualitätsbeiwerts zum Ausdruck und besagt, daß die Emitterbasisschaltung einen Transistor zur Raumladungsröhre hin verschiebt. Wie schon in 3b gezeigt, ist das nur auf Kosten der Grenzfrequenz möglich.

Um den Unterschied zwischen Emitter- und Blockbasisschaltung anschaulich zu machen, sei das in Abb. 20a gezeigte Schema einer Bremsfeldröhre in der äquivalenten Anodenbasisschaltung kurz betrachtet. Auch ohne Kennlinien und Rechnung zeigt sich auf den ersten Blick, wie der Eingangsgenerator auf den praktisch unendlich hohen Sättigungswiderstand der Röhre arbeitet und die Stromverteilungssteuerung ohne Leistungsverbrauch bewirkt, während die Gitterseite ebenso wie in Katodenbasisschaltung als Generator mit konstantem Strom und unendlichem Innenwiderstand wirkt.

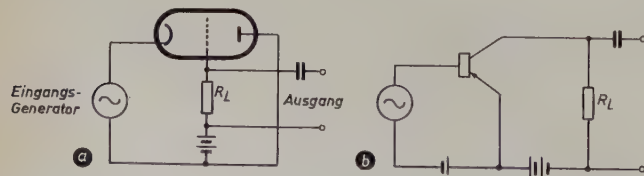


Abb. 20. (a) Anodenbasisschaltung einer Bremsfeldröhre, äquivalent der Emitterbasisschaltung eines Transistors in (b)

Nach diesem kurzen Seitenblick auf das röhrenmäßige Vorbild der aperiodischen Bremsfeldröhre als Dualextrém versteht sich die Emitterbasisschaltung der Abb. 20b von selbst, nur liegen die Verhältnisse nicht ganz so günstig, weil der Transistor keine vollkommene Sättigung kennt.

Rechnerisch kann man den Übergang von der Blockbasis- zur Emitterbasisschaltung auf zweierlei Arten vollziehen, die im Endergebnis gleichwertig sind. Entweder betrachtet man die Emitterbasisschaltung als einen neuen Transistor mit anderen Kennwerten als in der ursprünglichen Blockbasisschaltung, oder man behält die ursprünglichen Blockbasiskennwerte bei und bedient sich neuer, auf die Emitterbasisschaltung zugeschnittenen Formeln.

Zum Beispiel liefert die erste Methode für die Umrechnung der  $h$ -Parameter der Blockbasisschaltung in diejenigen der Emitterbasisschaltung die in Tab. IV angegebenen Umrechnungsformeln, wobei zur näheren Erläuterung die Zahlenwerte eines OC 70-Transistors mit eingetragen sind.

Tab. IV. Umrechnung der  $h$ -Parameter

Blockbasisschaltung auf Emitterbasisschaltung  
mit Zahlenbeispielen eines OC 70-Transistors

$h_{11} = 71 \Omega$	$h'_{11} = \frac{h_{11}}{1 - \alpha} = 2,2 \text{ k}\Omega$
$h_{12} = 7 \cdot 10^{-4}$	$h'_{12} = \frac{\Delta - h_{12}}{1 - \alpha} = 8,75 \cdot 10^{-4}$
$h_{21} = -0,968 = -\alpha$	$h'_{21} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta = 30$
$h_{22} = 0,7 \text{ M}\Omega^{-1}$	$h'_{22} = \frac{h_{22}}{1 - \alpha} = 21 \text{ M}\Omega^{-1}$
$\Delta = 7,28 \cdot 10^{-4}$	
$K = 13,6$	$K' = K \left( \frac{\Delta}{h_{12}} - 1 \right) = 0,57$

Die Rechnung bestätigt die oben geforderte Verringerung des Dualitätsbeiwerts von  $K = 13,6$  auf  $K' = 0,57$ .

Die zweite Methode, nämlich die Berechnung des Emitterbasisschaltungsverstärkers mit den Blockbasisschaltungsparametern, ergibt die in Tab. V zusammengestellten Formeln. Zunächst fällt das negative Vorzeichen der Spannungsverstärkung auf, was (wie bei einer Röhrenstufe) gegen-

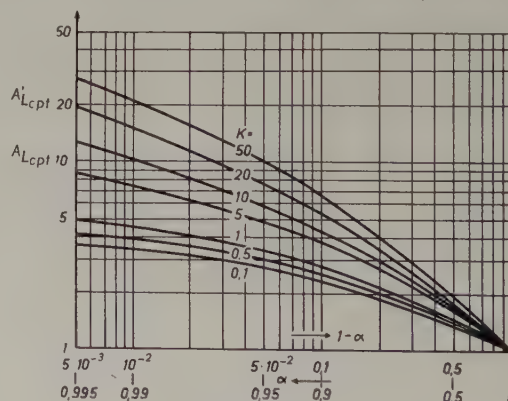


Abb. 21. Die optimal erreichbare Leistungsverstärkung  $A'_{Lopt}$  in Emitterbasisschaltung im Verhältnis zu der optimalen Leistungsverstärkung  $A_{Lopt}$  in Blockbasisschaltung in Abhängigkeit von  $\alpha$  und dem Dualitätsbeiwert  $K$

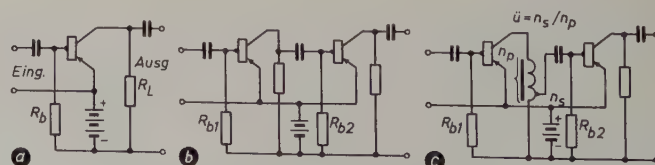


Abb. 22. (a) Schaltung eines Emitterbasistransistors mit Blockableitwiderstand  $R_b$ ; (b) zweistufige Emitterbasiskaskade mit RC-Kopplung und (c) zweistufige Emitterkaskade mit Anpassung durch Sparübertrager



Tab. V. Verstärkungsformeln und Anpassungswerte eines Emitterbasistransistors

	<i>I</i> -Parameter	<i>U</i> -Parameter	<i>h</i> -Parameter
Spannungs- verstärkung $A_V'$	$-\frac{\alpha R_L}{r_e + r_b (1 - \alpha)}$	$-\frac{1}{D_0} \frac{1}{1 + \frac{r_e}{R_L}}$	$-\frac{ h_{21} }{\Delta + \frac{h_{11}}{R_L}}$
Beste Leistungs- verstärkung $A_{Lopt}'$	$\frac{r_e}{r_e + r_b} \frac{\alpha \beta}{\left[1 + \sqrt{\frac{r_e}{r_e + r_b} \frac{r_e + r_b (1 - \alpha)}{r_e + r_e (1 - \alpha)}}\right]^2}$	$\frac{\alpha}{D_0} \frac{1 + K}{\left[1 + \sqrt{(1 + K)(1 - \alpha)}\right]^2}$	$\left[\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta(1 + h_{21})} + \sqrt{h_{11} h_{22}}}\right]^2$
Anpassungs- widerstand $R_{Lopt}'$	$\sqrt{\frac{r_e}{r_e + r_b}} \sqrt{[r_e + r_b (1 - \alpha)] [r_e + r_e (1 - \alpha)]}$	$r_e \sqrt{(1 + K)(1 - \alpha)}$	$\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}} \frac{1 + h_{21}}{\Delta}}$
Zugehöriger Quellwiderstand $R_{einopt}'$	$\frac{r_e + r_b}{r_e + r_e (1 - \alpha)} R_{Lopt}$	$r_e \sqrt{\frac{1 + K}{1 - \alpha}}$	$\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}} \frac{\Delta}{1 + h_{21}}} = \frac{\Delta}{1 + h_{21}} R_{Lopt}$ $\Delta = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$

phasige Ein- und Ausgangsspannungen kennzeichnet. Die optimale Leistungsverstärkung einer Emitterbasistufe übersteigt die der Blockbasisschaltung im Verhältnis

$$\frac{A'_{Lopt}}{A_{Lopt}} = \left[ \frac{1 + \sqrt{1 + K}}{1 + \sqrt{(1 + K)(1 - \alpha)}} \right]^2,$$

das in Abhängigkeit von  $K$  und  $\alpha$  den Kurven der Abb. 21 zu entnehmen ist. Es ist offensichtlich um so größer, je größer der Dualitätsbeiwert  $K$  ist und je mehr sich  $\alpha$  der Eins nähert. Ferner zeigen die Ausdrücke für die Anpassungswiderstände, daß sich der Ausgangswiderstand einer Emitterbasistufe um den Faktor  $\sqrt{1 - \alpha}$  bzw.  $\sqrt{1 + h_{21}}$  gegenüber dem der Blockbasisschaltung verkleinert, während der Eingangswiderstand gleichzeitig im umgekehrten Verhältnis zunimmt. Beides führt zu der bereits erwähnten Reduktion des Dualitätsbeiwerts.

Abb. 22a zeigt die zweckmäßige Gleichstromspeisung eines Flächentransistors in Emitterbasisschaltung mit einer einzigen Batterie. Das Potential des Halbleiterblocks wird durch den hochohmigen und zum negativen Batteriepol führenden Ableitwiderstand  $R_b$  etwas negativ angehoben, so daß der Emitter gegen den Block schwach positiv vorgespannt ist. Bei *npn*-Typen muß die Batterie natürlich umgepolt sein.

Die durch den kleineren Dualitätsbeiwert bedingte Verbesserung der Anpassung von Emitterbasisstufen rückt den optimalen Verhältnissen so nahe, daß eine nach Art der Abb. 22b *RC*-gekoppelte Transistorkaskade brauchbare Leistungsverstärkung liefert. Trotzdem ist auch hier transformatorische Anpassung vorzuziehen, wobei sich das Unteretzungsverhältnis des in Abb. 22c veranschaulichten zweistufigen Verstärkers mit Sparübertrager zu

$$\ddot{u}' = \sqrt{\frac{r_e^{(U)}}{r_e^{(U)} (1 - \alpha)}} = \sqrt{\frac{\Delta}{1 + h_{21}}}$$

ergibt, das ist um den Faktor  $1/\sqrt{1 - \alpha}$  bzw.  $1/\sqrt{1 + h_{21}}$  größer als bei Blockbasisstufen. In obigem Beispiel bedingen also zwei OC 70-Transistoren einen Zwischenübertrager mit dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u} \sim 7$ , was wesentlich günstiger als der vorherige Wert 36 ist. Vergleicht man die unter praktischen Verhältnissen erreichbare Leistungsverstärkung eines *RC*-gekoppelten Verstärkers mit der einer transformatorgekoppelten Emitterbasiskaskade, dann stellt sich heraus, daß die im ersten Fall vorhandene Fehlanpassung ungefähr durch  $\frac{1}{4} \dots \frac{1}{3}$  Transistor je Stufe wettgemacht werden muß, mit anderen Worten, die *RC*-Koppelung bedingt eine um 25...30% größere Stufenzahl als die Transformator-kopplung.

Tab. VI. Die wichtigsten Formeln der Kollektorbasischaltung

	<i>I</i> -Parameter	<i>U</i> -Parameter	<i>h</i> -Parameter
$A_U$	$\frac{1}{1 + \frac{r_e + r_b (1 - \alpha)}{R_L}}$	$\frac{1}{1 + \frac{r_e}{R_L}}$	$\frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{R_L}}$
$A_{Lopt}$	$\frac{1}{1 - \alpha} \frac{1}{\left[1 + \sqrt{\frac{r_e + r_b (1 - \alpha)}{r_e + r_e (1 - \alpha)}}\right]^2}$	$\frac{r_e}{r_e} \left[ \sqrt{\frac{r_e}{r_e} - \frac{1}{D_0}} + \frac{1}{\sqrt{1 + K}} \right]^2$	$\frac{1}{\left[\sqrt{1 + h_{21}} + \sqrt{h_{11} h_{22}}\right]^2}$
$R_{Lopt}$	$\sqrt{[r_e + r_b (1 - \alpha)] [r_e + r_e (1 - \alpha)]}$	$\sqrt{r_e r_e (1 - \alpha) (1 + K)}$	$\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}} (1 + h_{21})}$
$R_{Quelle}$	$r_e \sqrt{\frac{r_e + r_b (1 - \alpha)}{r_e + r_e (1 - \alpha)}} = \frac{R_{Lopt}}{1 - \alpha}$	$r_e \sqrt{\frac{1 + K}{\frac{r_e}{r_e} - \frac{1}{D_0}}}$	$\sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} (1 + h_{21})}}$



Grundsätzlich läßt sich eine Emitterbasiskaskade natürlich auch für selektive Verstärkung verwenden und ebenso wie Blockbasistransistoren mit Schwungradkreis oder Bandfilter anpassen, sofern die erheblich niedrigere Grenzfrequenz eine brauchbare Stufenverstärkung verbürgt.

### 4.3 Kollektorbasiserschaltung

Eine dritte Schaltungsvariante muß noch kurz betrachtet werden, der in Abb. 23 gezeigte Transistor mit geerdetem bzw. dem Ein- und Ausgangskreis gemeinsamem Kollektor, mit dem Halbleiterblock als Eingangs- und dem Emitter als Ausgangselektrode. Wenn man sich die Kollektorbasiserschaltung als Spiegelbild der Emitterbasisschaltung

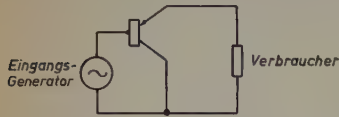


Abb. 23. Grundsätzliches Schema eines Kollektorbasistransistors

(Abb. 20b) vergegenwärtigt, läßt sich eine starke Spannungsgegenkoppelung erkennen, weil sich der Generatorspannung die am inneren Kollektorbasiswiderstand auftretende Spannung gegenphasig überlagert. Diese Gegenkoppelung drückt die Spannungsverstärkung praktisch auf eins herunter.

Ebenso wie die Emitterbasisschaltung läßt sich auch die Kollektorbasiserschaltung durch besondere Vierpolparameter beschreiben, doch sind statt dessen nur die Kollektorbasisformeln in Tab. VI angegeben.

Die Formeln für die Spannungsverstärkung bestätigen die auf Grund der Gegenkoppelung abgeleitete Folgerung, daß  $A_U$  bei offenem Emittterkreis, d. h. bei  $R_L \rightarrow \infty$ , gegen eins geht. Die Gleichungen für optimale Leistungsverstärkung unterscheiden sich von denen für die Emitterbasis- und Blockbasisschaltung durch den Fortfall der Determinanten  $\Delta$  im Nenner. Da  $\Delta \ll 1$ , ergibt sich eine sehr viel geringere Verstärkung als in den beiden vorhergehenden Fällen, doch sind dafür der optimale Generatorwiderstand größer und der optimale Lastwiderstand niedriger.

Tab. 7

Optimale Werte für einen OC 70-Transistor als Verstärker in

	Blockbasis-schaltung	Emitterbasis-schaltung	Kollektorbasis-schaltung
$A_{U0}$ ( $R_L \rightarrow \infty$ )	$\frac{1}{D_0} = 1300$	— 1300	1
$A_{Lmax}$	840 (29 dB)	6400 (38 dB)	31 (15 dB)
$R_{Lopt}$	370 k $\Omega$	67 k $\Omega$	1,8 k $\Omega$
$R_{Generator, opt}$	270 $\Omega$	1,5 k $\Omega$	56 k $\Omega$

Am besten sind die Verhältnisse einem Zahlenbeispiel zu entnehmen, bei dem die optimalen Werte für einen OC 70-Transistor in Blockbasis-, Emitterbasis- und Kollektorbasiserschaltung in Tab. VII gegenübergestellt sind. Die unbedeutende Verstärkung tritt gegenüber dem vergrößerten Generator- und verkleinerten Lastwiderstand ganz zurück und kennzeichnet den Kollektorbasistransistor als einen aktiven Widerstandsübertrager, der sich von einem passiven Transformator durch seinen über eins liegenden Nutzeffekt und seinen bis zu Null reichenden Frequenzgang unterscheidet, dafür indessen Speiseleistung verbraucht.

Die Eigenschaften des Kollektorbasistransistors legen es nahe, die Koppeltransformatoren in einer Kaskade von Emitterbasistransistoren durch Kollektorbasisstufen zu ersetzen und so in erster Linie die Anpassung der tiefen Frequenzen zu verbessern. Im allgemeinen wiegt dieser Vorteil jedoch die geringe Verstärkung der Kollektorbasisstufen nicht auf, oder anders gesagt: Trotz der Fehl-anpassung geben beispielsweise drei RC-gekoppelte Emitterbasistransistoren eine bessere Verstärkung als zwei RC-Stufen mit einem dazwischenliegenden Kollektorbasistransistor.

Nur wenn eine hochohmige Spannungsquelle an einen Transistorverstärker angeschlossen werden soll, erweist sich die Kollektorbasis-Eingangsstufe als zweckmäßig.<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup> Ein Kollektorbasis- und Emitterbasistransistor werden vorteilhaft in einem Zwillingstransistor kombiniert.

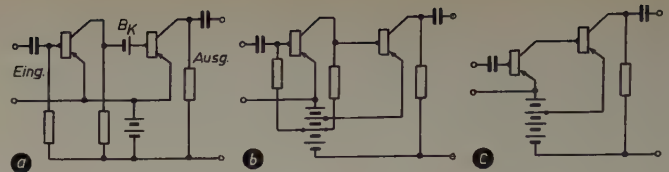


Abb. 24. Transistor-Gleichstromverstärker. (a) mit Koppelbatterie  $B_K$ , (b) mit angehobener Folgestufe und (c) ohne besonderen Lastwiderstand in der Eingangsstufe

### 4.4 Gleichstrom-Verstärkerkaskaden

Nachdem die RC-Koppelung für Emitterbasisstufen befriedigt, liegt die Gleichstromkoppelung von Transistoren nach dem Vorbild der Gleichstromverstärker mit Röhren nahe. Einige charakteristische Beispiele zeigt Abb. 24. Schaltung (a) zeigt einen zweistufigen Transistor-Gleichstromverstärker mit Kompensationsbatterie  $B_K$  zwischen beiden Transistoren, die das Kollektorpotential auf das niedrigere Blockpotential des Endtransistors heruntersetzt. In Schaltung (b) entnimmt man die Kompensationsspannung der Speisebatterie, indem man den Endtransistor gegen die Eingangsstufe anhebt. In Schaltung (c) fällt ein besonderer Lastwiderstand für die Eingangsstufe fort; die Eingangsimpedanz des zweiten Transistors bildet vielmehr die Belastung für den ersten. Bis zu diesem Punkt lassen sich Gleichstromverstärker auch mit Röhren aufbauen, wobei die Schaltung (c) freilich nur Bremsfeldröhren vorbehalten ist.

### 4.5 Komplementärverstärker [9]

Die folgenden Komplementärschaltungen lassen das mit Vakuumröhren Mögliche hinter sich, weil Röhren ausschließlich mit negativen Ladungsträgern arbeiten, wohingegen die Steuerwirkung von npn- und pnp-Transistoren auf negativen und positiven Ladungsträgern beruht. In der Schaltung verlangen beide Leitungstypen entgegengesetzte Speisespannungen.

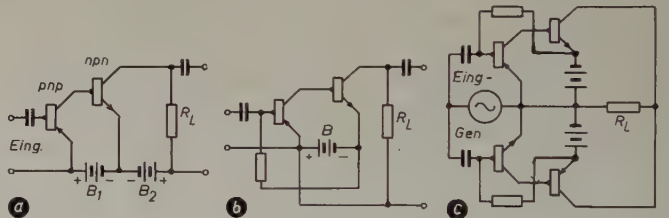


Abb. 25. Komplementäre Symmetrie. (a) Zwei direkt gekoppelte Transistoren verschiedenen Leitungstyps mit getrennten Batterien und (b) mit gemeinsamer Batterie, (c) Gegentaktverstärker mit gleichphasigem Eingang und Ausgang

Baut man nun einen direkt gekoppelten Verstärker mit Transistoren verschiedenen Typs auf, dann gelangt man zu der Schaltung nach Abb. 25a, in welcher jeder Transistor von einer besonderen Batterie  $B_1$  und  $B_2$  gespeist wird. Da beide entgegengesetzt gepolt sind, lassen sich beide Batterien durch eine einzige Batterie  $B$  ersetzen (Abb. 25b), ohne daß es der bei Transistoren gleichen Leitungstyps erforderlichen Batterieanzapfungen bedarf.

Zwei komplementäre Kaskaden in Parallelschaltung ergeben die in Abb. 25c schematisch dargestellte komplementäre Gegentaktkaskade. Obwohl die beiden Eingangselektroden im Gleichtakt gespeist werden, kommt wegen der entgegengesetzten Ruhestrome auf beiden Seiten eine Gegentaktwirkung zustande, die sich aus demselben Grund am gemeinsamen Lastwiderstand  $R_L$  wieder in eine Eintaktsteuerung umwandelt. Die eigentümliche und bei Röhren unbekannte Wirkungsweise des komplementären Gegentaktverstärkers läßt sich auch dahingehend beschreiben, daß die komplementären Transistoren für die Frequenz Null im Gegentakt wirken und die bei Röhren benötigten Gegentaktübertrager, Phasenumkehrer usw. überflüssig machen. Ein solcher Komplementärverstärker weist wegen des Fehlens besonderer Koppellemente nicht nur einen ausgezeichneten Frequenzgang auf, sondern ergibt auch einen ausgezeichneten Wirkungsgrad, und nicht zuletzt ist der Umstand wichtig, daß der Lastwiderstand gleichstromfrei ist und daß ein Ausgangsübertrager nicht vormagnetisiert wird.

Die komplementären Kaskaden haben mit allen Emitterbasisschaltungen den Nachteil der niedrigen Grenzfrequenz gemeinsam, wozu



noch erschwerend die komplexe Belastung der Vorstufe durch die Eingangsimpedanz der Folgestufe hinzukommt. Während man die Grenzfrequenz eines  $n$ -Stufen-Verstärkers in grober Näherung mit  $f_\alpha/n$  annehmen kann, beträgt die einer Komplementärkaskade ungefähr  $2 f_\alpha/3 n$ . Liegen z. B. zwei verschiedene Leitungstypen mit  $\alpha_0 = 0,98$  und  $f_\alpha = 0,25$  MHz vor, dann entnimmt man Abb. 18 das Verhältnis  $f_\alpha/f_\beta = 7$  und erhält damit die Beta-Grenzfrequenz einer Zweistufen-Komplementärkaskade zu  $f_\beta \sim 2 \cdot 0,25/3 \cdot 2 \cdot 7 = 12$  kHz. Mit den heute zur Verfügung stehenden Flächentransistoren lassen sich Komplementärverstärker offensichtlich nur für Gleichspannungen und Niederfrequenz bauen, doch werden in Entwicklung befindliche Transistoren mit wesentlich höheren Alpha-Grenzfrequenzen den Komplementärverstärkern auch das Gebiet der Zwischen- und Hochfrequenz erschließen.

#### 4.6 Transistoroszillatoren

Der einfachste Oszillator ist nach der in Abb. 26a gezeigten Dreipunktschaltung aufgebaut und läßt sich ebenso wie eine mit dynamischem Gitterstrom betriebene Röhre behandeln. In dem geschlossenen Netzwerk ist es gleichgültig, welche Elektrode als gemeinsam angesehen wird und ob man den Transistor in Blockbasis-, Emitterbasis- oder Kollektorbasischaltung betrachtet.

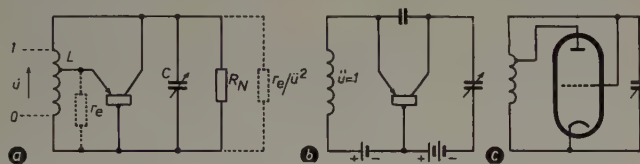


Abb. 26. (a) Schema eines Transistor-Dreipunktsenders mit angezapfter Schwingungsspule und (b) mit Spitzentransistor und Anzapfung bei  $u=1$ , (c) Äquivalent mit Bremsfeldröhre

Offenbar legt die optimale Rückkopplung ein bestimmtes Spannungs-teilverhältnis oder Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  der als Sparübertrager wirkenden Schwingungsspule fest, das sich wie folgt errechnet [10].

Der Oszillatorkreis sei im wesentlichen durch einen in Form des Parallelwiderstands  $R_N$  eingeführten Verbraucher gedämpft. Dazu tritt noch eine vom Emitterwiderstand  $r_e^{(U)}$  herrührende Dämpfung, indem  $r_e$  im Verhältnis  $1/\ddot{u}^2$  herauftransformiert wird. Der Kollektor ist also mit dem Widerstand

$$R_L = R_N \parallel r_e^{(U)}/\ddot{u}^2 = \frac{1}{\frac{\ddot{u}^2}{r_e} + \frac{1}{R_N}}$$

belastet. Selbsterregung setzt ein, wenn die Kreisverstärkung als das Produkt aus Spannungsverstärkung  $A_U \approx R_L/D_0 r_e^{(U)}$  und Spannungsteilung  $\ddot{u}$  gleich eins ist

$$\ddot{u} A_U = \frac{\ddot{u}}{D_0} \frac{R_L}{r_e} = 1$$

Das ergibt mit dem obigen Ausdruck für  $R_L$  die Selbsterregungsbedingung

$$\ddot{u}^2 - \ddot{u} \frac{r_e^{(U)}}{D_0 r_e^{(U)}} + \frac{r_e^{(U)}}{R_N} = 0$$

$$\text{oder mit } r_e^{(U)}/D_0 r_e^{(U)} = \alpha$$

$$\ddot{u}^2 - \ddot{u} \alpha + \frac{r_e^{(U)}}{R_N} = 0$$

Die beiden Wurzeln der quadratischen Gleichung ergeben eine vom Verbraucherwiderstand  $R_N$  abhängige Spannungsteilung

$$\ddot{u}_{kr} = \frac{\alpha}{2} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{r_e^{(U)}}{\alpha^2 R_N}} \right],$$

die sich in Form der in Abb. 27 angegebenen Parabel darstellen läßt. Offensichtlich ist die Rückkopplung am stärksten, wenn sie die größte Last, d. h. den kleinsten Dämpfungswiderstand  $R_N$ , zu überwinden vermag, und das ist der Fall, wenn die Wurzel bei

$$R_{Nmin} = 4/\alpha^2$$

verschwindet, wobei gleichzeitig  $\ddot{u}$  den optimalen Wert

$$\ddot{u}_{opt} = \alpha/2$$

annimmt. Natürlich läßt sich die optimale Rückkopplung auch durch Differentiation der Selbsterregungsbedingung und Nullsetzen des Differentialquotienten

$$\frac{d\ddot{u}}{d\alpha} = 2 \ddot{u}_{opt} - \alpha = 0$$

finden.

Für Flächentransistoren mit  $\alpha \approx 1$  zapft man die Spule also am zweckmäßigsten in der Mitte an, während Spitzentransistoren mit  $\alpha \geq 2$  bereits in der Schaltung nach Abb. 26b, d. h. ohne äußere Rückkopplung, lediglich auf Grund ihres negativen Innenwiderstands Schwingungen anfangen.

Im Gegensatz zum Dreipunktsender mit Röhre hat die Belastung eines Teils der Schwingungsspule mit dem Emitterwiderstand eine beträchtliche Frequenzverwerfung zur Folge. Kommt es daher auf Frequenzkonstanz an, dann arbeitet man zweckmäßiger unter Verzicht auf maximale Selbsterregung auf einem der Parabeläste und wählt  $\ddot{u}$  so klein oder so nahe an eins, als es die natürliche Dämpfung des Resonanzkreises eben zuläßt.

Um den Transistor-Dreipunktsender in das Dualitätsschema einzuordnen, stellt man ihn am besten nicht dem gewöhnlichen Dreipunktsender mit Raumladungsröhre, sondern der Schaltung nach Abb. 26c mit Bremsfeldröhre gegenüber. Die Analogie ist nicht nur schaltungs-mäßig, sondern auch rechnerisch vollkommen, und Abb. 27 kenn-

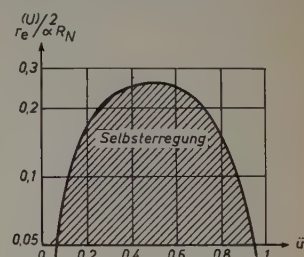


Abb. 27. Die Selbsterregungsparabel des Dreipunktsenders mit Transistor und Bremsfeldröhre

zeichnet die kritische Selbsterregungsbedingung des Transistor-Dreipunktsenders genauso wie die des aperiodischen Bremsfeldgenerators [10].

Eine interessante Abwandlung des einfachen Dreipunktsenders zeigt Abb. 28a, eine durch Ineinanderschachteln zweier Dreipunktsender entstandene Gegentaktschaltung. Mit Transistoren verschiedenen Leitungstyps geht die Schaltung in die nach Abb. 28b über, deren Transistoren in Reihe gespeist werden, wobei die Anzapfung der Spule überflüssig wird. Ein Transistor bildet den Rückkoppelkanal für seinen Partner und umgekehrt, und so kommt ein negativer Widerstand zwischen beiden Kollektoren zustande.

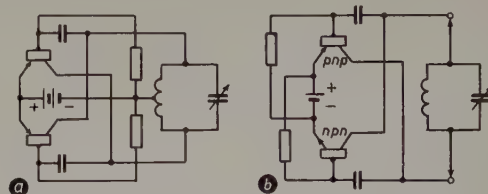


Abb. 28. (a) Gegentaktschaltung und (b) komplementäre Oszillatorschaltung ohne Anzapfung des Resonanzkreises

Der komplementäre Oszillator schwingt bei äußerst schwachen Ruhestromen an, und unter dem Einfluß der induzierten Schwingspannungen steigt die Stromentnahme um mehrere Größenordnungen. Trägt man z. B. den gemeinsamen Kollektorstrom über der Batteriespannung auf, dann wird eine Ziehseife durchlaufen, deren Sprungstellen spontanen Einsatz und plötzlichliches Abreißen der Schwingungen bezeichnen. Eine hochohmige Speisequelle ruft infolgedessen Kipp-schwingungen mit periodisch zerhackter Hochfrequenz hervor und gibt eine überaus einfache Selbstmodulation oder einen empfindlichen Pendelrückkoppler.



4.7 Transistoraudion

Als letztes Beispiel sei die Verwendung eines Transistors als Empfangsgleichrichter oder Demodulator mit Dämpfungsreduktion, das Transistoraudion, behandelt. Die Schaltung findet ihr Vorbild im Bremsaudion, dessen ursprüngliche Anordnung Abb. 29a zeigt [3].

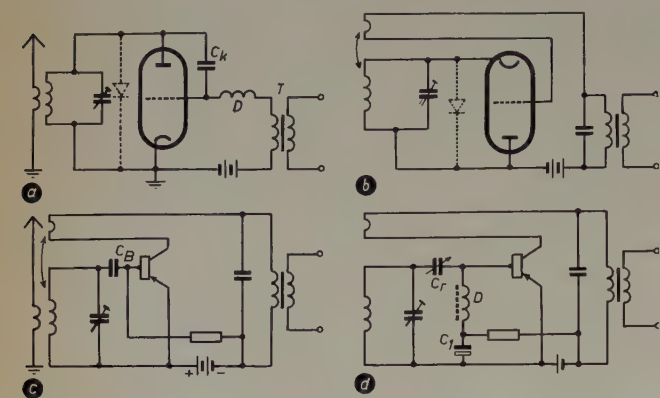


Abb. 29. Bremsfeldaudion (a, b) und daraus abgeleitetes Transistoraudion (c, d)

Ebenso wie beim Röhrenaudion findet Gleichrichtung und Niederfrequenzverstärkung statt, und die Schaltung muß für beide Vorgänge untersucht werden. Obwohl der Heizfaden in Abb. 29a geerdet ist, arbeitet die Bremsfeldröhre vom Eingangskreis aus gesehen in Anodenbasisschaltung, weil der Kondensator  $C_k$  die hochfrequente Stromverteilung zwischen Anode und Gitter kurzschließt. Andererseits ist  $C_k$  zu klein, um auch die durch Demodulation entstehenden Niederfrequenzströme durchzulassen, so daß die punktiert eingezeichnete Diode als Niederfrequenzgenerator angesehen werden kann, dessen Ströme auf die Gitterseite übernommen werden und im Ausgangsübertrager  $T$  verstärkte Niederfrequenzschwingungen hervorrufen. Während der Anodenkreis eines gewöhnlichen Röhrenaudions durch einen kleinen Kondensator für die Hochfrequenz überbrückt werden muß, ist der Ausgangskreis des Bremsaudions durch die Drossel  $D$  für Hochfrequenz gesperrt.

Sieht man von dem Mißstand eines auf HF-Potential liegenden Heizfadens ab, dann führt die Schaltung (a) unmittelbar zum Bremsaudion (b) in deutlich erkennbarer Anodenbasisschaltung. Zusätzlich ist noch eine Dämpfungsreduktion durch induktive Rückkopplung angegeben.

Während die Audionröhre durch Gittergleichrichtung der Modulation folgende Gitterspannungen erzeugt und diese dann den Anodenstrom steuern, kommen die Anodenströme des Bremsaudions durch Übernahme der durch Gleichrichtung an der Anode entstehenden Niederfrequenzströme auf die Gitterseite zustande, und deshalb muß die punktiert eingezeichnete Diode möglichst im Kurzschluß arbeiten. Geht man infolgedessen von der Schaltung (b) zum Transistoraudion (c) über, dann erkennt man sogleich, daß der Kondensator  $C_B$  nicht nur die Hochfrequenz, sondern auch die Niederfrequenz durchlassen muß: wieder eine Folgerung aus dem Dualitätsprinzip.

Schließlich ist noch die praktische Schaltung eines Transistoraudions nach Abb. 28d zu erwähnen. Statt die Rückkopplung durch Verändern einer Gegeninduktivität einzustellen, variiert man sie mit dem Drehkondensator  $C_r$ . Der Blockkreis muß dann aber durch die Hochfrequenzdrossel  $D$  und den großen Ableitkondensator  $C_1$  für die Niederfrequenz geschlossen werden.

5. Schlußbemerkungen

Mit den angeführten Beispielen sind die praktischen Anwendungen des Transistors keineswegs erschöpft, doch lassen sich grundsätzlich alle weiteren Anwendungen, z. B. als Kippschwinger, aus den behandelten Schaltungen ableiten, zumal man sich nur analoge Röhrenschaltungen zu vergegenwärtigen und unter Beachtung der Regeln der Dualitätslehre ins Transistorgebiet zu übertragen braucht. Um den Rahmen nicht zu weit zu spannen, mußten weitere Entsprechungen zwischen Bremsfeldröhre und Transistor unberücksichtigt bleiben. Die Gegenüberstellung von Transistor und Röhre hat nicht den Zweck, den Transistor als kleineren, einfacheren, wirkungsvolleren und sicheren Ersatz für die Vakuumröhre herauszustellen, sondern

ihn eines geheimnisvollen, zum Teil auf der Einführung zahlreicher Kombinationen von Vierpolparametern beruhenden Schleiers zu entkleiden und seine Wirkung und Handhabung als der Röhre ebenbürtig aufzuzeigen. Damit soll nicht gesagt sein, daß der Transistor nichts zu leisten vermag, was nicht auch der Röhre möglich ist. Soweit sich zur Zeit erkennen läßt, geht er in zwei Richtungen über die Elektronenröhre hinaus, erstens in den ausführlich behandelten Komplementärkaskaden mit Gegentakwirkung der beiden Leitungstypen und zweitens, indem er den Aufbau elektronischer Geräte ermöglicht, die mit gegenüber Röhren erheblich geringerer und infolgedessen frei verfügbarer Leistung gespeist werden können [11].

Schrifttum

[7] Stansel, F. R.: Transistor Equations. Electronics Bd. 26 (1953) Nr. 3, S. 156 bis 158  
Cheng, C. C.: Transistor Equations Using h-Parameters. Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 4, S. 191—194  
[8] Nelson, J. R.: Transistor I-F Amplifiers. Tele-Tech. Dezember 1953, S. 68—69  
[9] Sziklai, G. C.: Symmetrical Properties of Transistors and Their Applications. Proc. IRE Bd. 41 (1953), S. 717—724  
Lohmann, R. D.: Complementary Symmetry Transistor Circuits. Electronics Bd. 27 (1953) Nr. 9, S. 140—143  
[10] Hollmann, H. E.: Transistor Oszillatoren. A.E.Ü. Bd. 7 (1953) S. 585—591  
[11] Hollmann, H. E.: Frei gespeiste Transistorgeräte. Radio Markt Oktober 1954, S. 67—69

Literatur-Seminar über Atomenergie und Isotope

Das Haus der Technik e. V. Essen, Außeninstitut der Rhein.-Westf. Techn. Hochschule Aachen, veranstaltet unter Mitwirkung deutscher und ausländischer Dokumentationsstellen ein Literatur-Seminar über Atomenergie und Isotope. Spezialisten und Fachleute sollen das gesamte Schrifttum auswerten und entscheiden, welche Veröffentlichungen im Auszug ins Deutsche übersetzt werden bzw. welche bedeutenden Arbeiten in vollem Wortlaut gebracht werden. Die Arbeiten des Literatur-Seminars dienen dazu, den Boden für nachfolgende Kurse vorzubereiten und alle Teilnehmer des permanenten Seminars über die neuesten Forschungsergebnisse auf dem laufenden zu halten. Unter Mitwirkung von Staatssekretär Prof. Dipl.-Ing. Brandt findet am Freitag, dem 18. November 1955, 17.00 Uhr, in Essen im Haus der Technik, Hörsaal C, die Eröffnungssitzung des Seminars statt. Für das Literatur-Seminar kommen vor allen Dingen Sachverständige und sprachkundige Herren in Frage. Das Haus der Technik bittet alle Herren, die an dem Literatur-Seminar interessiert sind, um Nachricht und um Angabe, welche Sparten sie betreuen wollen. Anschließend an das Seminar sollen Kurse veranstaltet werden über

- I. Reaktoren der verschiedenen Bauarten, ihre Wirkungsweise, ihre Handhabung und die bisherigen Erfahrungen;
- II. Vorbeugende Maßnahmen, um Schädigungen durch Atomenergie und Isotope zu vermeiden;
- III. Die Herstellung der Isotope;
- IV. Deutsches Atomenergierecht;
- V. Fragen der Haftpflicht.

Ferner ist das Zustandekommen folgender Kurse gesichert:

- a) Isotope in der eisen- und metall erzeugenden und -verarbeitenden Industrie;
- b) Isotope in der Medizin;
- c) Isotope in der Landwirtschaft;
- d) Isotope in der Abwasserbehandlung.

Moderne Atomphysik

Fünf Kurse zur Einführung in die moderne Atomphysik veranstaltet das Haus der Technik e. V. Essen. Die Kurse werden von Universitätsprofessor Dr. habil. H. Schlechtweg, Kettwig/Köln, geleitet; sie behandeln:

- I. Einführung in die moderne Atomphysik;
- II. Erfahrungsmaterial über den Atombau;
- III. Die moderne Atomtheorie;
- IV. Physik und Chemie der Atomkerne, Atomenergie;
- V. Technische Atomphysik der Festkörper.

Der Beginn der Kurse ist für Januar 1956 angegeben.

Dokumentation in der Regelungstechnik

Für die Weiterentwicklung der neueren Produktionstechnik, die Erhöhung der Mechanisierung und die Verwirklichung der Automatisierung zur Erhöhung der Produktivität ist die Verwendung von Meß-, Kontroll- und Regelinstrumenten Voraussetzung. Diese immer wachsende Bedeutung der Regelungstechnik hat den Fachausschuß Regelungstechnik des Vereins Deutscher Ingenieure und des Verbandes Deutscher Elektrotechniker veranlaßt, einen Arbeitsausschuß „Dokumentation“ einzusetzen, dessen Leitung Dr.-Ing. Otto Frank, Frankfurt a. M., übertragen worden ist.



## 8. Rechenbeispiele und Vergleichsmessung

## 8.1 Mittelpunktschaltung (Abb. 19)

Es soll die Berechnung eines Gleichrichters in der Mittelpunktschaltung erläutert werden. Für Selengleichrichter in Einweg- und Brückenschaltung verläuft die Rechnung ähnlich (siehe auch [2]).

Gefordert ist ein Gleichrichter für Netzanschluß 220 V, der eine Gleichspannung  $U_{\text{G}} = 250 \text{ V}$  bei einer Gleichstromentnahme von  $I_{\text{G}} = 0,15 \text{ A}$  abgibt. Als Gleichrichterröhre wird eine AZ 12 in Mittelpunktschaltung verwendet.

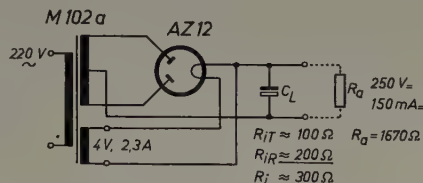


Abb. 19. Schaltbild der AZ12 in Mittelpunktschaltung

Die Auslegung des Transformatortyps und die dazugehörigen elektrischen Daten sind zu ermitteln, ebenso die minimale Kapazität, die erforderlich ist, um die höchste Gleichspannung zu erreichen.

## 8.1.1 Entwurfsrechnung

1) Die Gleichstromleistung ist  $U_{\text{G}} \cdot I_{\text{G}} = 250 \text{ V} \cdot 0,15 \text{ A} = 37,5 \text{ W}$ .

2) Nach (38) ist die Typenleistung des Transformators  $N_{\text{T}} = N_{\text{G}} \cdot 2,38 = 37,5 \text{ W} \cdot 2,38 = 89,3 \text{ VA}$ .

Dazu kommt die Heizleistung der Gleichrichterröhre mit

$$N_{\text{f}} = 4 \text{ V} \cdot 2,3 \text{ A} = 9,2 \text{ VA},$$

so daß die Gesamt-Typenleistung näherungsweise

$$N_{\text{T}} = 89,3 \text{ VA} + 9,2 \text{ VA} = 98,5 \text{ VA}$$

sein muß.

3) Nach Tab. II muß der nächstgrößere M-Kerntyp M 102a für 120 VA gewählt werden. Außerdem entnimmt man der Tabelle folgende Werte:

a) mittlere Windungslänge	$l_{\text{m1}} = 17,2 \text{ cm}$
b) mittlere Windungslänge	$l_{\text{m2}} = 19,4 \text{ cm}$
c) mittlere Windungslänge	$l_{\text{m3}} = 21,6 \text{ cm}$
d) Eisenverluste (Dyn. Bl. III)	$N_{\text{Fe}} = 7,3 \text{ W}$
e) mittlere Eisenweglänge	$l_{\text{Fe}} = 23,8 \text{ cm}$
f) Stromdichte ( $\vartheta = 60^\circ \text{ C}$ )	$j = 3,0 \text{ A/mm}^2$
g) Windungen je Volt	$n/V = 3,48 \text{ Wdg./V}$

4) Der Außenwiderstand ergibt sich nach (41) zu

$$R_{\text{a}} = \frac{U_{\text{G}}}{I_{\text{G}}} = \frac{250 \text{ V}}{0,15 \text{ A}} = 1670 \Omega$$

5) Dem Kennlinienblatt der AZ 12 entnimmt man für  $I_{\text{G}} = 0,15 \text{ A}$  ein  $U_{\text{G}}$  von 40 V. Nach (45) ist dann der Röhren-Innenwiderstand

$$R_{\text{iR}} = 0,75 \frac{U_{\text{G}}}{I_{\text{G}}} = 0,75 \frac{40 \text{ V}}{0,15 \text{ A}} = 200 \Omega$$

6) Der Innenwiderstand  $R_{\text{i}}$  ist

$$R_{\text{i}} = 0,13 \cdot 1670 \Omega = 217 \Omega$$

Der Röhren-Innenwiderstand beträgt  $200 \Omega$  (nach 5). Für den Transformator-Innenwiderstand  $R_{\text{iT}}$  muß man in der Vorausberechnung zusätzlich etwa  $100 \Omega$  annehmen. (Dieser Wert kann niedriger oder auch höher angenommen werden, denn in der Hauptrechnung wird der errechnete, verbesserte Wert eingesetzt.)

Der Gesamt-Innenwiderstand ist damit

$$R_{\text{i}} = R_{\text{iR}} + R_{\text{iT}} = 200 \Omega + 100 \Omega = 300 \Omega.$$

7) Der Stromflußwinkel  $2\alpha$  wird nach der grafischen Darstellung in Abb. 16 aus dem Widerstandsverhältnis

$$\frac{R_{\text{a}}}{R_{\text{i}}} = \frac{1670 \Omega}{300 \Omega} = 5,57 \text{ somit}$$

$$2\alpha \approx 97^\circ.$$

8) Damit ergibt sich für die Sekundärspannung nach (49) oder nach der grafischen Darstellung in Abb. 15

$$U_{\text{sek}} = 0,71 \frac{1}{\cos \alpha} U_{\text{G}} = 0,71 \cdot 1,52 \cdot 250 \text{ V} = 268 \text{ V}$$

9) Der dazugehörige Strom der Sekundärwicklung ist nach (10)

$$I_{\text{sek}} = 0,79 \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} I_{\text{G}} = 0,79 \cdot 1,36 \cdot 0,15 \text{ A} = 0,161 \text{ A}$$

10) Der angenäherte Wert des Primärstromes ist nach (27) zu berechnen

$$I_{\text{prges}} \approx 1,11 \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} I_{\text{G}} + \frac{(N_{\text{Fe}} + N_{\text{f}})}{U_{\text{pr}}} \\ = \approx 1,11 \cdot 1,36 \frac{268 \text{ V}}{220 \text{ V}} \cdot 0,15 \text{ A} + 0,075 \text{ A} = 0,349 \text{ A}$$

11) Die Windungszahlen sind (nach 3g) für

$$\begin{aligned} n_{\text{pr}} \text{ bei } 220 \text{ V} &= 220 \text{ V} \cdot 3,48 \text{ Wdg./V} = 765 \text{ Windungen,} \\ n_{\text{sek}} \text{ bei } 2 \cdot 268 \text{ V} &= 2 \cdot (268 \text{ V} \cdot 3,48 \text{ Wdg./V}) = 2 \cdot 933 \text{ Windungen,} \\ n_{\text{f}} \text{ bei } 4 \text{ V} &= 4 \text{ V} \cdot 3,48 \text{ Wdg./V} = 14 \text{ Windungen.} \end{aligned}$$

12) Nach Abb. 18 wird der Drahtdurchmesser  $d$  bei der nach 3f) festgelegten Stromdichte  $j = 3 \text{ A/mm}^2$  dann

$$\begin{aligned} d_{\text{pr}} \text{ bei } 0,349 \text{ A} &= 0,38 \text{ mm } \varnothing, \\ d_{\text{sek}} \text{ bei } 0,161 \text{ A} &= 0,26 \text{ mm } \varnothing, \\ d_{\text{f}} \text{ bei } 2,3 \text{ A} &= 1,0 \text{ mm } \varnothing. \end{aligned}$$

13) Der Wicklungswiderstand im Betriebszustand ( $\vartheta = 60^\circ \text{ C}$ ) ist nach (58) und Tab. IV

$$R_{\text{prw}} = \frac{n_{\text{pr}} \cdot l_{\text{m1}} \cdot R_{\text{d}}}{100} = \frac{765 \cdot 17,2 \text{ cm} \cdot 0,188 \Omega/\text{m}}{100} = 24,8 \Omega,$$

$$R_{\text{sekw}} = \frac{n_{\text{sek}} \cdot l_{\text{m2}} \cdot R_{\text{d}}}{100} = \frac{933 \cdot 19,4 \text{ cm} \cdot 0,402 \Omega/\text{m}}{100} = 72,6 \Omega,$$

$$R_{\text{fw}} = \frac{n_{\text{f}} \cdot l_{\text{m3}} \cdot R_{\text{d}}}{100} = \frac{14 \cdot 21,6 \text{ cm} \cdot 0,027 \Omega/\text{m}}{100} = 0,082 \Omega.$$

14) Damit wird der Transformator-Innenwiderstand (43) im Betriebszustand

$$R_{\text{iT}} = R_{\text{sek}} + (R_{\text{pr}} \cdot i^2) = 72,6 \Omega + (24,8 \Omega \cdot 1,48) = 109 \Omega$$

15) Der Spannungsabfall in der Heizwicklung beträgt nach (50)

$$U_{\text{v}} = I_{\text{pr}} R_{\text{pr}} \frac{U_{\text{f}}}{U_{\text{pr}}} + I_{\text{f}} R_{\text{f}} \\ = 0,349 \text{ A} \cdot 24,8 \Omega \frac{4 \text{ V}}{220 \text{ V}} + 2,3 \text{ A} \cdot 0,082 \Omega = 0,35 \text{ V}$$

16) Gemäß 15) ändert sich die Windungszahl für

$$4 \text{ V} + 0,35 \text{ V} = 4,35 \text{ V in} \\ 4,35 \text{ V} \cdot 3,48 \text{ Wdg./V} = 15,2 \text{ Windungen.}$$

17) Der Ladekondensator  $C_{\text{L}}$  muß nach Abb. 17 für  $\frac{R_{\text{a}}}{R_{\text{i}}} = 5,6$  und  $R_{\text{i}} = 309 \text{ Ohm}$  mit einer Kapazität von  $16 \mu\text{F}$  bemessen werden.

## 8.1.2 Hauptrechnung

Da  $R_{\text{iT}}$  mit  $100 \text{ Ohm}$  angenommen und rechnerisch zu  $109 \text{ Ohm}$  bestimmt wurde, ändert sich

1. das Widerstandsverhältnis

$$\frac{R_{\text{a}}}{R_{\text{i}}} = \frac{1670 \Omega}{309 \Omega} = 5,4,$$

und der Stromflußwinkel  $2\alpha$  erhöht sich auf  $98^\circ$ ,

2. die Sekundärspannung

$$U_{\text{sek}} = 0,71 \frac{1}{\cos \alpha} U_{\text{G}} = 0,71 \cdot 1,53 \cdot 250 \text{ V} = 270 \text{ V und}$$

3. die verbesserte Windungszahl  $n_{\text{sek}} = 2 \cdot (270 \text{ V} \cdot 3,48 \text{ Wdg./V}) = 2 \cdot 942 \text{ Windungen.}$

Die geringe Abweichung von  $2\alpha$  um  $1^\circ$  erfordert für die anderen Daten keine Weiterrechnung. Es genügen die errechneten Werte der Entwurfsberechnung, die in der folgenden Tabelle mit den Meßwerten verglichen sind.



		errechnet	gemessen
Primärspannung	$U_{pr}$	220	220 V
Primärstrom	$I_{pr}$	0,349	0,350 A
Gleichspannung	$U_{=}$	250	252 V
Gleichstrom	$I_{=}$	0,150	0,150 A
Sekundärstrom	$I_{sek}$	0,161	0,165 A
Ladekondensator	$C_L$	16	16 $\mu F$
Außenwiderstand	$R_a$	1670	1650 $\Omega$
Innenwiderstand	$R_i$	309	271 $\Omega$
Wicklungswiderstand	$R_{prw}$	24,8	23,8 $\Omega$
im Betriebszustand	$R_{sekw}$	72,6	70 $\Omega$
bei $\vartheta = 60^\circ C$	$R_{tw}$	0,082	0,096 $\Omega$
Röhren-Innenwiderstand	$R_{iR}$	200	166 $\Omega$
Trafo-Innenwiderstand	$R_{iT}$	109	105 $\Omega$

Diese Werte sind nach zwölfstündigem Betrieb aufgenommen. Hier zeigt sich sehr deutlich, daß alle Werte bis auf den Röhren-Innenwiderstand, dessen Werte stark streuen, gut übereinstimmen.

### 8.2 Brückenschaltung (Abb. 20)

Es wird eine Gleichspannung  $U_{=}$  = 180 V bei 40 mA Gleichstromentnahme verlangt. Die Netzspannung sei 220 V. Verwendet werde ein Siemens-Flachgleichrichter SSF B 250 C 75 mit einem Ladekondensator  $C_L$  von 8  $\mu F$ . Den Innenwiderstand  $R_{iR}$  des Gleichrichters bestimmt man nach [3] zu 40  $\Omega$ .

### 8.2.1 Entwurfsrechnung

Die Gleichstromleistung  $N_{=}$  ist 180 V · 0,04 A = 7,2 W. Die erforderliche Typenleistung ergibt sich damit nach (39) zu  $N_T = 1,57 \cdot 7,2 W = 11,3 VA$ . Nach Tab. II kommt ein M-Kerntyp M 55 in Frage. Gleichfalls entnimmt man dieser Tabelle die Stromdichte bei 60°C  $j = 4,8 A/mm^2$  und für die Windungen/Volt = 12,18 Wdg./V. Der Außenwiderstand der Anlage ist  $R_a = 180 V : 0,04 A = 4500 \Omega$ . Der Innenwiderstand  $R_i$  setzt sich aus dem Transformator-Innenwiderstand (44)  $R_{iT} = 0,0218 \Omega/V \cdot 180^2 V = 710 \Omega$  und dem Gleichrichter-Innenwiderstand  $R_{iR} = 40 \Omega$  zu  $R_i = 750 \Omega$  zusammen. Damit ist das Widerstandsverhältnis  $R_a : R_i = 4500 \Omega : 750 \Omega = 6$  und damit nach Abb. 16 der Stromflußwinkel  $2\alpha = 96^\circ$ . Die Sekundärspannung der Wicklung  $U_{sek}$  ist bei Berücksichtigung der Schwellenspannung  $u_a$  des Trockengleichrichters von  $\sim 12 V$  nach (49)  $= 0,71 \cdot 1,49 \cdot (180 V + 12 V) = 203 V$  und das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u} = 203 V : 220 V = 0,92$ . Der Primärstrom ist nach (27)  $I_{pr} = (1,11 \cdot 1,37 \cdot 0,04 A \cdot 0,92) + (1,2 W : 220 V) = 0,061 A$ . Der Sekundärstrom wird nach (11)  $I_{sek} = 0,04 A \cdot 1,11 \cdot 1,37 = 0,061 A$ . Damit erhält man für den Drahtdurchmesser  $d_{pr} = 0,13 mm$  und für  $d_{sek} = 0,13 mm$  (Abb. 18). Da die Spannungen bekannt sind, erhält man folgende Windungszahlen:  $n_{pr} = 220 V : 12,18 Wdg./V = 2680 Wdg.$ ,  $n_{sek} = 203 V : 12,18 Wdg./V = 2473 Wdg.$ . Der Ladekondensator  $C_L$  braucht nach dem Nomogramm in Abb. 17 bei  $R_i = 750 \Omega$  nicht größer als 8  $\mu F$  bemessen zu werden. Der Transformator-Widerstand der Primärwicklung wird nach (58) und Tab. IV  $R_{pr} = 2680 Wdg. \cdot 9,78 cm \cdot 1,609 \Omega/m \cdot 10^{-2} = 422 \Omega$ ; für die Sekundärwicklung erhält man den Widerstand  $R_{sek} = 2473 Wdg. \cdot 12,13 cm \cdot 1,609 \Omega/m \cdot 10^{-2} = 482 \Omega$ . Nach (43) errechnet sich der Trafo-Innenwiderstand zu  $R_{iT} = 422 \Omega \cdot \ddot{u}^2 + 482 \Omega = 388 \Omega + 482 \Omega = 870 \Omega$ .

### 8.2.2 Hauptrechnung

Nach der Entwurfsrechnung ist das Widerstandsverhältnis  $R_a : R_i = 4500 \Omega : 870 \Omega = 5,16$  und damit der Stromflußwinkel  $2\alpha$  nach Abb. 16 =  $100^\circ$ . Die Sekundärspannung  $U_{sek} = 0,71 \cdot 1,56 \cdot (180 V + 12 V) = 212 V$ . Die Windungszahl  $n_{sek}$  wird damit  $212 V : 12,18 Wdg./V = 2582$  Windungen. Der Primärstrom ist  $I_{pr} = 1,11 \cdot 1,34 \cdot 0,04 A \cdot 0,96 + 1,2 W : 220 V = 0,062 A$  und der Sekundärstrom  $I_{sek} = 1,11 \cdot 0,04 A \cdot 1,34 = 0,060 A$ . Die Drahtdurchmesser beider Wicklungen bleiben unverändert. Der Transformator-Innenwiderstand ändert sich in  $R_{iT} = 422 \Omega \cdot 0,93 + 507 \Omega = 899 \Omega$ .

In folgender Tabelle werden die gerechneten und gemessenen Werte des Transformators einander gegenübergestellt.

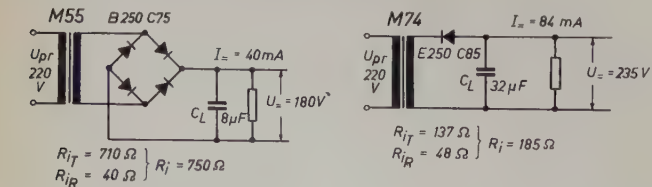


Abb. 20 (links). Brückenschaltung mit einem Trockengleichrichter SSF B 250 C 75  
Abb. 21 (rechts). Einwegschaltung mit einem Trockengleichrichter SSF E 250 C 85

	$I_{pr}$ [A]	$I_{sek}$ [A]	$U_{=}$ [V]	$I_{=}$ [A]	$R_{pr}$ [ $\Omega$ ]	$R_{sek}$ [ $\Omega$ ]	$R_{iT}$ [ $\Omega$ ]
errechnet	0,062	0,060	180	0,040	422	507	899
gemessen	0,064	0,060	180	0,040	420	480	866

### 8.3 Einwegschaltung (verkürzte Rechnung)

Verlangt wird eine Gleichspannung  $U_{=}$  von 235 V bei einer Gleichstromentnahme  $I_{=}$  von 0,084 A. Die Netzspannung sei 220 V. Verwendet werden ein Siemens-Flachgleichrichter SSF E 250 C 85 (Abb. 21) mit einem Innenwiderstand von  $R_{iR} = 48 \Omega$  [3] und eine Ladekapazität  $C_L = 32 \mu F$ .

Die Gleichstromleistung  $N_{=}$  ist 235 V · 0,084 A = 19,8 W. Die erforderliche Typenleistung ergibt sich zu  $N_T = 2,68 \cdot 19,8 W = 53 VA$ . Nach Tab. II kommt mindestens ein M-Kerntyp 74 in Frage. Daraus entnimmt man auch die Stromdichte  $j = 3,5 A/mm^2$  und für die Windungen/Volt = 5,62.

Der Außenwiderstand ist  $R_a = 235 V : 0,084 A = 2800 \Omega$ . Der Innenwiderstand  $R_i$  setzt sich aus dem Transformator-Innenwiderstand nach Tab. IV  $R_{iT} = 2,48 \Omega/V \cdot 10^{-3} \cdot 235^2 V = 137 \Omega$  und dem Gleichrichter-Innenwiderstand  $R_{iR} = 48 \Omega$  zu  $R_i = 185 \Omega$  zusammen. Damit ist das Widerstandsverhältnis  $R_a : R_i = 15,2$ , und nach Abb. 16 wird der Stromflußwinkel  $2\alpha = 90^\circ$ . Die Sekundärspannung  $U_{sek}$  ist bei Berücksichtigung der Schwellenspannung des Trockengleichrichters  $u_a \sim 12 V = 0,71 \cdot 1,41 \cdot (235 V + 12 V) = 247 V$ . Das Übersetzungsverhältnis ist  $\ddot{u} = 247 V : 220 V = 1,12$ . Der Primärstrom wird bei Berücksichtigung der Eisenverluste nach (26) zu  $I_{pr} = 2,22 \cdot 1,41 \cdot 1,12 \cdot 0,084 A + 0,014 A = 0,310 A$ . Der zugehörige Drahtdurchmesser  $d_{pr}$  ist nach Abb. 18 = 0,34 mm. Der Sekundärstrom ist nach (9)  $I_{sek} = 1,57 \cdot 1,41 \cdot 0,084 A = 0,187 A$  und der entsprechende Drahtdurchmesser nach Abb. 18  $d_{sek} = 0,26 mm$ . Die Windungszahlen sind für  $U_{pr} = 220 V = 5,62 Wdg./V \cdot 220 V = 1238$  Windungen und für  $U_{sek} = 247 V = 5,62 Wdg./V \cdot 247 V = 1388$  Windungen. Die Bemessung des Ladekondensators ist nach Abb. 17 richtig angenommen, sie bedarf keiner weiteren Verbesserung.

Zur Kontrolle interessieren hier hauptsächlich die errechneten und gemessenen Werte der Ströme und der Widerstände in den Wicklungen.

	$I_{pr}$ [A]	$I_{sek}$ [A]	$R_{pr}$ [ $\Omega$ ]	$R_{sek}$ [ $\Omega$ ]	$R_{iT}$ [ $\Omega$ ]
errechnet	0,310	0,187	41	97	143
gemessen	0,310	0,190	44	91	140

Damit ist im Zusammenhang mit dem Transformator-Innenwiderstand  $R_{iT}$  deutlich zu erkennen, daß bei Durchführung einer Hauptrechnung der wirkliche Wert mit guter Annäherung bestimmt werden kann. Gleichfalls ist ersichtlich, daß die Näherungsformel (44) für den Transformator-Innenwiderstand einen dem gemessenen Wert sehr nahekommenden Wert gibt. Die Abweichung liegt bei 5%.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß sich bei allen nach diesem Rechnungsgang gebauten Transformatoren stets eine sehr gute Übereinstimmung der gemessenen mit den errechneten Werten ergab.

★

Beim Ausdruck des Heftes 9 konnten auf Seite 332 in Tab. IV einige notwendige Korrekturen nicht mehr vorgenommen werden. Die nachstehend nochmals wiedergegebene Tabelle enthält in den Spalten für 60°C Übertemperatur gegenüber der ursprünglichen Tabelle andere Werte.

Tab. IV. Widerstandswerte  $R_g$  in  $\Omega/m$  für Kupferlackdrähte von 0,05 bis 2,5 mm  $\varnothing$  bei den Übertemperaturen  $\vartheta$  von 0 und 60°C

Draht $\varnothing$ in mm		$\vartheta$		Draht $\varnothing$ in mm		$\vartheta$	
blank	isoliert	0° C	60° C	blank	isoliert	0° C	60° C
0,05	0,065	8,9130	10,8739	0,32	0,35	0,2176	0,2655
0,06	0,08	6,1890	7,5506	0,34	0,37	0,1928	0,2352
0,07	0,09	4,5470	5,5473	0,35	0,38	0,1819	0,2219
0,08	0,10	3,4820	4,2480	0,38	0,41	0,1543	0,1882
0,09	0,11	2,7510	3,3562	0,40	0,43	0,1393	0,1699
0,10	0,12	2,2280	2,7182	0,42	0,45	0,1236	0,1508
0,11	0,13	1,8460	2,2521	0,45	0,49	0,1100	0,1342
0,12	0,145	1,5470	1,8873	0,48	0,52	0,0967	0,1180
0,13	0,15	1,3220	1,6128	0,50	0,54	0,0891	0,1087
0,14	0,16	1,1370	1,3871	0,55	0,59	0,0737	0,0899
0,15	0,17	0,9903	1,2082	0,60	0,64	0,0619	0,0755
0,16	0,18	0,8704	1,0619	0,65	0,69	0,0527	0,0643
0,17	0,19	0,7730	0,9431	0,70	0,75	0,0455	0,0555
0,18	0,20	0,6874	0,8386	0,75	0,80	0,0396	0,0483
0,19	0,21	0,6190	0,7552	0,80	0,85	0,0348	0,0425
0,20	0,22	0,5570	0,6795	0,85	0,90	0,0309	0,0377
0,22	0,25	0,4604	0,5617	0,90	0,95	0,0275	0,0336
0,24	0,27	0,3868	0,4719	0,95	1,00	0,0247	0,0301
0,25	0,29	0,3565	0,4348	1,00	1,05	0,0223	0,0272
0,26	0,29	0,3296	0,4021	1,50	1,56	0,0099	0,0121
0,28	0,31	0,2842	0,3467	2,00	2,06	0,0056	0,0068
0,30	0,33	0,2476	0,3021	2,50	2,57	0,0036	0,0044



# Dritte Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft e.V.

vom 5. bis 9. September in Hamburg

DK 621.397.2

Vom 5. bis 9. September 1955 führte die Fernseh-Technische Gesellschaft e. V. ihre dritte Jahrestagung in Hamburg durch. Es waren etwa 350 Fernschfachleute erschienen, darunter eine erfreuliche Anzahl von Gästen aus der DDR. Besonders hervorzuheben ist auch die große Anzahl ausländischer Gäste aus den USA, England, Holland, Belgien, der Schweiz, Italien, Österreich, Schweden, Finnland und der UdSSR. Auf dem Programm standen 39 Vorträge, die in vier Themenkreisen Farbfernsehen, Studio- und Video-Technik, Übertragungstechnik, Meßtechnik und Verschiedenes behandelten. Die Diskussionsleitung lag in den Händen der Herren Prof. Dr. W. Nestel, Dr. R. Theile, Dr. F. Below, Dr. J. Müller, Dr. J. Haantjes, Prof. Dr. F. Kirschstein, Dipl.-Ing. F. Rudert.

## I. Farbfernsehen

H. Pressler (BPM, Bonn) besprach einleitend Versuche über das Farbfernsehen vor 20 Jahren. Er berichtete über Farbfernsehversuche, die die Reichspost damals anstellte. Mit dem Vortrag sollte vor allem eine Lücke in der Geschichte des deutschen Fernsehens geschlossen werden.

E. Schwartz (Hamburg) gab einen Überblick über die verschiedenen Farbfernsehsysteme. Anschließend an das klassische Simultansystem mit der ersten Form des mixed-highs-Prinzips wurde das field sequential system kritisch betrachtet und das line sequential system gestreift. Das dot-sequential system wurde zusammen mit dem dot interlace behandelt. Zwischenformen des mixed-highs-Prinzips und die organischen Übergänge vom dot sequential system zum NTSC-Verfahren wurden angedeutet. Das NTSC-Verfahren selbst bildete den Schwerpunkt des Vortrages. Ausgehend von der These von Mertz und Gray wurde das Verfahren des frequency interlace auseinandergesetzt. Eine gekürzte farbmetrische Übersicht lieferte die Chrominanzinformation und ihre Aufspaltung in das I- und Q-Signal. Ansätze einer Weiterentwicklung (Marconi, Philips, Valensi) wurden kurz angedeutet.

L. C. Jesty (Marconi Ltd.) trug über Probleme des Farbfernsehens vor. Er behandelte besonders das von Marconi Ltd. propagierte Verfahren, für die Chrominanzinformation einen getrennten Kanalabschnitt vorzusehen, und führte vor allem aus, daß die wesentlichen Probleme des Farbfernsehens durch die beiden Schlagworte „Verfahren“ und „Geräte-technik“ umrissen werden, und betonte die ernste Problematik auf dem Gebiet der Drei-Farben-Empfängerröhre, deren Lösung Voraussetzung für eine Einführung des Farbfernsehens überhaupt ist. Vor allem verglich der Vortragende den Bandbreitenbedarf bei den verschiedenen Systemen.

K. Teer (Philips, Eindhoven) behandelte Übertragungssysteme für das Farbfernsehen. Er besprach dabei vor allem die Versuche einer Farbübertragung mit zwei getrennten Farbhilfsträgern, ein von Philips propagiertes Verfahren. Insbesondere wurden die Vor- und Nachteile des NTSC-Verfahrens mit einem Farbträger und Zweiphasenmodulation und diejenigen des Philips-Verfahrens mit zwei getrennten Farbhilfsträgern einander gegenübergestellt.

C. G. Mayer (RCA, Zürich) berichtete über den Stand der Farbfernsehtechnik in USA. Der Vortragende setzte sich vor allem für die Entwicklungsarbeiten der RCA ein und versuchte die Problematik der Dreifarbenfernsehröhre durch Hinweise auf die zu erwartenden Fabrikationsziffern zu entkräften.

## II. Studio- und Video-Technik

Ruffo (RAI, Rom) beschrieb in Vertretung von S. Bertolotti die Einrichtungen der Fernsehstudios in Italien.

K. H. Vogt (FTZ, Darmstadt) berichtete zugleich auch für J. Müller über die Wahrnehmbarkeit von nichtlinearen Verzerrungen im Fernsehbild. Dabei wurden besonders die Verzerrungen durch die Fernsehleitungen betrachtet. Es wurden die Steilheitsänderungen subjektiv ermittelt, die bei verschiedenen vorgegebenen Fernsehbildern als Gradationsverschlechterungen wahrnehmbar sind. Dabei konnte gezeigt werden, wie sich die Steilheitsänderungen an verschiedenen Teilen der Aussteuerkennlinie auf die Bildqualität auswirken.

W. Dillenburger (Fernseh GmbH, Darmstadt) sprach über die Schwarzpegelhaltung in Fernsehaufnahmegeräten. Er unterschied dabei die beiden augenblicklich in Deutschland bei Abtastgeräten verwendeten Schwarzsteuerungen (Klemmschaltung auf das vom Abtaster gelieferte Rücklaufpotential und die Schwarzsteuerung auf den dunkelsten Bildpunkt). Wesentlich ist, wie weit bei den einzelnen Ab-

tastern ein zur Schwarzsteuerung geeignetes Rücklaufpotential überhaupt verfügbar wird. Durch Messungen des Rücklaufpotentials am Superikonoskop mit Potentialausgleich konnte diese Frage geklärt werden. Es folgte ein Vergleich beider Schwarzsteuerungen. Bei der Schwarzsteuerung auf den dunkelsten Bildpunkt sind die möglichen Gradationsverschlechterungen und die Dauer des Regelvorganges wichtig. Neu entwickelte Schaltungen bewirken, daß der Regelvorgang vom Auge un bemerkt bleibt.

R. Theile (RTI, Nürnberg) berichtete auch für A. Brosch über die Qualität von Fernsehbildern bei Zwischenschaltung einer photographischen Aufzeichnung. Die Qualitätsreserve eines Fernsehbildes ist im allgemeinen so gering, daß zusätzliche elektrooptische Umwandlungsprozesse eine deutliche Minderung hervorrufen. Bei der Optik eines Umwandlungsprozesses können keine Konzessionen gemacht werden, obwohl die Auflösung bei der Bildrastrung begrenzt ist. Es wurden die Auflösungsverluste bei verschiedenem Bildformat demonstriert. Als Vorlagen dienten dabei ein rein elektrisch erzeugtes Testbild sowie verschiedene Halbtonbilder (Abtastung mit Punktlichtabtaster). Zum Schluß wurden quantitative Angaben über die Auflösungsverluste abgeleitet. Die Ergebnisse führen zu Zweifeln an der augenblicklichen Festlegung des Kellfaktors. Besser ist wahrscheinlich ein größerer Kellfaktor, der nahe bei eins liegt.

F. Below (NWDR, Hamburg) sprach über den Einfluß der Optik auf das Fernsehbild. Er zeigte, daß sich der Kontrast einer Lichtoptik sehr stark mit der Feinheit der Striche ändert. Filmaufnahmen von Testbildern ergeben, daß die Kontraste außerdem innerhalb des Bildfeldes schwanken und der Kontrast im regulären Falle zum Rande des Bildfeldes hin stark abfällt. Der Kontrastabfall ist dabei für die feinen Details stärker als für gröbere Bildeinheiten. Außerdem zeigt sich, daß der Kontrastabfall bei einigen Objektiven unsymmetrisch erfolgt, d. h., daß er in einer bestimmten Richtung größer ist, als wenn man die spiegel-symmetrische Zone des Bildfeldes ausmißt.

J. Peters (NWDR, Hamburg) trug über grundsätzliche Grenzen im erreichbaren Frequenzgang einer Optik vor. Er nahm vereinfachend an, daß ein eindimensionales Abbildungssystem (Zylinderlinse) benutzt wird. Die Eigenschaften dieser Zylinderlinse werden in ein elektrisches Übertragungssystem übersetzt. Abweichend von einem normalen elektrischen System sind aber die beiden dabei auftretenden Ortsfunktionen überall positiv reell. Dennoch sind gewisse Aussagen über die Analogie zwischen der Optik und einem äquivalenten elektrischen Übertragungssystem möglich. Die zusätzlichen elektrischen Entzerrungsmöglichkeiten für eine Optik werden eingeschränkt, weil die Abbildung eines Bildpunktes im Großen vom Ort abhängig ist.

H. Grabke (NWDR, Hamburg) berichtete über kritische Betrachtungen zum optischen Ausgleich für Fernseh Zwecke und behandelte vor allem den Fall des rotierenden Prismas, bei dem der Strahlengang durch die eine Fläche des Prismas auf die gegenüberliegende Prismenfläche abgebildet wird (Askania). Die bekannte Anordnung ergibt große Helligkeitsschwankungen. Eine neue Möglichkeit ist frei davon, indem gleichzeitig zwei volle benachbarte Filmbilder übereinander projiziert werden, so daß sich beide Bilder zu einem praktisch flimmerfreien Bild überlagern. Zu den restlichen Mängeln gehören besonders die chromatische Unschärfe und die Tatsache, daß die beiden Schärfeebenen für die Teilbilder verschieden liegen.

W. Heimann (Phys. techn. Werkstätten, Wiesbaden) beschrieb Verbesserungen der Vidikon-Kameraröhre. Das kleinste Vidikon neuester Fertigung ist kaum größer als eine Zigarette. Die Störeigenschaften des Vidikons hängen mit dem Chemismus der Halbleiterschicht zusammen. In systematischen Versuchen mit Röhren verschiedener Bildpunkt-Kapazität, was auf verschiedene Schichtdicken hinausläuft, sowie mit Röhren von extrem großem Durchmesser, was also zu einer größeren Foto- bzw. Speicherschicht führt, wurde der Einfluß der Schichtkapazität und somit der Bildpunkt-Kapazität untersucht. Sie hat für die Nachwirkungserscheinungen wesentliche Bedeutung. Durch geeignete Dimensionierung der Schichten sind günstige Kompromisse in bezug auf die Röhrenträgeit möglich.

K. E. Gondense (NWDR, Hamburg) berichtete über bildsynchrone Tonaufzeichnung im Fernsehen. Er besprach die Möglichkeiten zur Synchronisierung mit dem Einstreifen-, Pilotton- und dem Zweistreifenverfahren. Dabei werden in erster Linie 16-mm-Filme hergestellt. Die verschiedenen Arbeitsweisen für die Reportagetechnik und die neuentwickelten Geräte für diese 16-mm-Technik bildeten den wesentlichen In-



halt des Vortrages (vgl. auch ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 2, S. 60—63).

H. Bähring (*Fernseh GmbH*, Darmstadt) sprach über den Antrieb von Filmabtastgeräten synchron mit den Fernsehimpulsen. Den Drehstrom für die Schleifringläufermotoren liefert eine Thyatron-Gegentaktnordnung. Die Thyatronen werden durch Impulse gezündet, die ihrerseits aus den Taktgeberimpulsen abgeleitet sind. Die Löschung erfolgt durch Absenken der Anodenspannung beim Stromminimum.

O. Schmidbauer (*RTI*, Nürnberg) gab einen zusammenfassenden Bericht über Fernsehsignalaufzeichnung auf Magnetband. Unmittelbare Qualitätskontrolle und die Wiederverwendbarkeit des Magnetbandes nach erfolgter Wiedergabe machen die magnetische Aufzeichnung von Fernsehsignalen sehr lohnend. Die höchste Frequenz des Videospektrums und die kleinste registrierbare Wellenlänge führen zu erheblicher Transportgeschwindigkeit des Trägers. Die Aufteilung in Teilspektren oder die Impulsaustausch erlaubt, daß man die Aufzeichnung in einzelnen Teilkanälen mit reduzierter Grenzfrequenz vornehmen kann. Man benutzt aber heute in der jüngeren Entwicklung von Magnetaufzeichnungsgeräten nur noch das Einkanalprinzip. Die Anschaffungskosten und die Kosten für den laufenden Bandverbrauch sind erheblich und um etwa eine Größenordnung höher als bei der Filmaufzeichnung. Insofern scheidet die magnetische Registrierung von Fernsehsendungen für Archivzwecke völlig aus.

### III. Übertragungstechnik

H. Pressler (*BPM*, Bonn) trug über Stand und Ausbau des Fernsehleitungsnetzes vor. Er schilderte zunächst die Vorgeschichte des Fernsehleitungsnetzes und gab einen Bericht über das Schicksal des deutschen Vorkriegsnetzes. Anschließend wurden der augenblickliche Stand und der geplante weitere Ausbau beschrieben. Dabei wurde vor allem auch die Frage des Programmaustausches innerhalb Deutschlands und mit dem übrigen Europa besprochen. Die organisatorischen Fragen, die mit einem solchen Programmaustausch zusammenhängen, wurden kurz behandelt. Mit besonderem Nachdruck wurde auch in der anschließenden Diskussion die Frage der Umschaltzeiten sowie der Ausfallzeiten und der erreichbaren Betriebssicherheit erörtert.

H. J. Schmidt (*FGF*, Nürnberg) sprach über das 21-MHz-System für Fernsehortsnetze. Es ist aus der Notwendigkeit entstanden, das jeweilige Studio, den Ortssender, die Endstellen der Weitverkehrsverbindungen und die Reportagestellen innerhalb eines Ortes durch geeignete Übertragungswege zu verbinden. Die Trägerfrequenz von 21 MHz ist auf Grund von Erfahrungen in der Studio-Technik gewählt worden. Der Vortragende behandelte vor allem den Modulator, Verstärker und den Demodulator, die damit verbundenen Entwicklungsprobleme und ihre Lösungen. Durch die vielfache Hintereinanderschaltung derartiger Geräte sind die Anforderungen an das Einzelgerät besonders hinsichtlich ihrer Linearität und zeitlichen Konstanz besonders hoch.

R. Hoffmann (*FTZ*, Darmstadt) berichtete über Versuche mit Fernseh-Außenübertragungen über Fernsprechan-schlußleitungen. Man muß bei Fernsehreportagen außer den bereits eingeführten transportablen Richtfunkgeräten auch die Leitungen vorhandener Fernsprechnetze benutzen. Dabei muß man eine speziell für das Fernsehen geeignete Übertragungstechnik verwenden, die sich aus den existierenden Fernsehübertragungssystemen für Koaxialkabel im Ortsverkehr ergibt. Man will nun auch auf Fernsprechleitungen nach Möglichkeit das gleiche System anwenden. Es sind Vorversuche auf derartigen Fernsprechan-schlußleitungen mit einer Trägerfrequenz von 1 MHz bzw. 21 MHz durchgeführt worden. Weiterhin sind Versuche geplant, bei denen die Fernsehmodulation videofrequent übertragen werden soll.

F. Gutzmann (*RTI*, Nürnberg) beschrieb den Einfluß des Nahgeländes auf das Strahlungsdiagramm von Fernsehantennen auf Bergen. Im Gegensatz zu den Erfahrungen bei den UKW-Antennen für FM-Betrieb in Band II entsteht auch bei hinreichender Schwerpunkthöhe der Antenne (Bodenfreiheit für die erste Fresnel-Zone) in der näheren Umgebung der Fernsehantenne eine Diagrammverformung, die im allgemeinen das Antennendiagramm nach oben anhebt.

W. Bruch (*Telefunken GmbH*, Hannover) gab einen Überblick über die Technik der Fernsehempfängergeräte. Die Fernsehempfänger sind in der Zwischenzeit weitgehend normalisiert worden. Ihre Technik wurde zunächst in ihren Grundzügen und besonders in den Details geschildert, die für die Güte eines Fernsehempfängers bestimmend sind. Die weniger bekannten Probleme der Selektionsforderungen, die beim vollen Ausbau des künftigen Fernsehernetzes wichtig sind, wurden besprochen, und die dadurch bedingte Durchlaßkurvenform wurde angegeben. Der dabei zu beachtende Zusammenhang mit der Phasenverzerrung, der erforderlichen Entzerrung und der Störsicherheit gegen Impulsstörungen war der wesentliche Inhalt des Vortrages.

A. van Weel (*Philips*, Eindhoven) behandelte phasenlineare Zwischenfrequenzverstärker für Fernseh-zwecke. Er betonte die Notwendigkeit, dem Phasengang die gleiche Aufmerksamkeit zu schenken wie dem Amplitudengang. Phasenlineare ZF-Verstärker sind möglich. Durch sie würde es unnötig werden, die ZF-Phasenverzerrung senderseitig auszugleichen. In der Diskussion, die leider nicht ganz zu Ende geführt wurde, traten die widerstreitenden Meinungen auf der einen Seite für eine Phasenvorentzerrung am Sender und andererseits für einen Phasenausgleich am Empfänger ausgeprägt in Erscheinung.

W. Händler (*NWDR*, Hamburg) trug zugleich auch für H. Voigt über die Eigenschaften realisierbarer Empfängerschaltungen im Vergleich zu einer Modellanlage und einem Meßdemodulator vor. Ein besonders gutes Empfangsgerät (Meßdemodulator) kontrolliert den Sender. Alle Empfänger, die sich in ihren Eigenschaften denen des Meßdemodulators angleichen, gewähren dann eine hohe Bildqualität. Ältere Untersuchungen sollten eine umfassende mathematisch-analytische Darstellung der Äquivalenzen erlauben. Neuerdings wurde auf systematischem Wege aus den damals gewonnenen Ergebnissen das Realisierungsproblem angegriffen, und es wurden aus den errechneten Lösungen praktisch brauchbare Schaltungen entwickelt. Der erforderliche technische Aufwand für Schaltungen, die den errechneten Lösungen entsprechen, liegt etwa in der Größenordnung der bisher gebauten Empfänger und teilweise sogar darunter.

W. Scholz (*FTZ*, Darmstadt) gab einen Beitrag über die Kompensation einer Gleichkanal-Interferenz bei Fernseh-Richtfunkempfängern. Das Strahlungsdiagramm von Richtantennen im Metergebiet weist außerhalb der Hauptkeule eine kleinere Dämpfung auf, als man sie bei Antennen im Dezimeter- und Zentimetergebiet erreichen kann. Es ist also schwierig, in diesem Gebiet einen störenden Gleichkanalsender auszublenden. Als Lösung für dieses Problem wurde angegeben, daß man dem gestörten Empfänger seine Störspannung nochmals zuführt, jedoch mit der entgegengesetzten Phase. Man benutzt eine Hilfsantenne, von der aus der Richtantenne die Störampplitude mit entgegengesetzter Phasenlage eingestrahlt wird. Das Verfahren hat sich experimentell auf der UKW-Richtfunkverbindung Chasseral-Hornisgrinde bewährt.

### IV. Meßtechnik und Verschiedenes

J. Müller (*FTZ*, Darmstadt) gab einen Überblick über den Stand und Normung von Prüf- und Meßverfahren für die Fernsehübertragungstechnik. Der Vortragende gab einen zusammenfassenden Bericht über den Gesamtkomplex. Im Vergleich dazu wurde ein Überblick über die im Ausland angewandten entsprechenden Methoden gegeben. Diesem Vergleich lagen die jüngsten Dokumente des CCIF und des CCIR zugrunde.

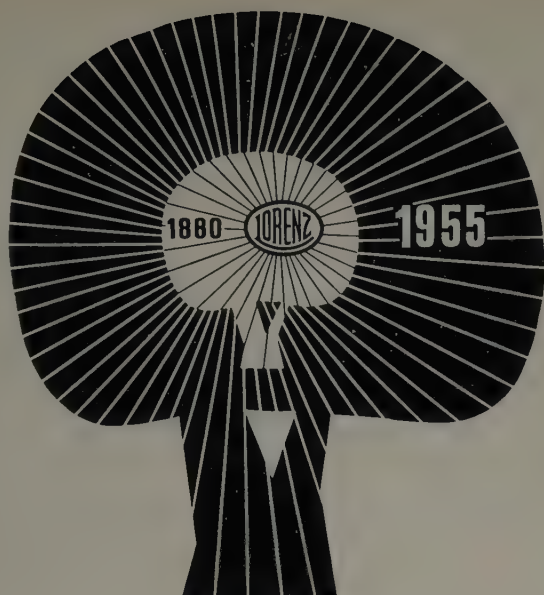
Im Anschluß an diesen Vortrag behandelte H. Fix (*RTI*, Nürnberg) zugleich für R. Theile die richtigste Definition des durch die statistischen Schwankungen bedingten Störabstandes. Er ist als das Verhältnis des Signals zu den statistischen Störschwankungen definiert. Man benutzt im allgemeinen nur einen einzelnen Zahlenwert. Das ist nur dann ausreichend, wenn die Verteilung der Teilamplituden der Störschwankungen innerhalb des Frequenzbandes berücksichtigt wird. Man muß aber außerdem auch die Verteilung der Störschwankungen auf die einzelnen Amplitudenstufen des Bildsignals beachten. Die augenblicklich verwendeten Bildgeber sind in dieser Hinsicht sehr verschieden. Es wurde eine neue Definition des Störabstandes vorgeschlagen, die zu einer besseren Übereinstimmung dieser objektiv ermittelten Zahl mit der subjektiv empfundenen Störwirkung führt.

R. Keul (*Wandel u. Goltermann*, Reutlingen) beschrieb einen Meßplatz zur Bestimmung des Frequenzganges der Gruppenlaufzeit zwischen 0,1 und 10 MHz. Das Gerät arbeitet nach einem Verfahren, wie es von Nyquist vorgeschlagen wurde, wobei der Phasenwinkel zwischen den Seitenbändern einer modulierten Trägerfrequenz nach dem Durchlaufen des Meßobjektes als Maß für die Gruppenlaufzeit angezeigt wird. Die Genauigkeit und die Stabilität der Anzeige sind besonders groß.

E. Thinius (*FTZ*, Darmstadt) sprach über Messungen mit einer Fernseh-Mitflußanlage. Die Größe der Echos, die durch doppelte Reflexion auf einer Leitung entstehen, läßt sich mit einem Mitflußmesser bestimmen. Auch der Ort der Echos auslösenden Stoßstellen muß mit einem Mitflußmesser bestimmt werden. Die störenden Mitflüsse lassen sich durch eine Kompensation bis unter die Grenze der visuellen Erkennbarkeit herunterdrücken. Man erreicht das bei der Videofrequenz durch eine geeignete zusätzliche, künstlich hineingebrachte Reflexionsstelle. Bei Trägerfrequenzen ist eine Kompensation in gewissen Grenzen möglich, indem man die Leitung verlängert oder verkürzt.

H. Fröling (*NWDR*, Hamburg) setzte die Grundlagen des Prüfzeilenverfahrens zur Überwachung einer laufenden Fernsehübertragung auseinander. Es werden gleichzeitig mit den Signalen des laufenden Fernsehprogramms an geeigneter Stelle mehrere Signale eingefügt





## 75 JAHRE LORENZ

Eine „Telegraphenbauanstalt, Fabrik für elektrisches Licht, elektrische Eisenbahnen, Kunst und Industrie“ war es, die der Mechaniker Carl Lorenz aus Hannover 1880 unter diesem Namen in Berlin gründete, um Morseapparate, Streckenläutwerke und Bogenlampen herzustellen. Knapp ein Jahrzehnt hat der Gründer sein Geschäft, das noch ganz Handwerk war, führen können: er starb 1889. Aber so gesund und zukunfts-trächtig war der Grund gelegt worden, daß die Nachfolger in den kommenden Jahren — nach Aufnahme von Telegra- phie und Telephonie — sehr bald eine Industrie entwickeln konnten. Um die Jahrhundertwende hatte das Unternehmen bereits einige hundert Mann Belegschaft und eine Zweig- fabrik in St. Petersburg.

1906 wurde „C. Lorenz“ Aktiengesellschaft. Es war das Jahr, in dem die Firma sich einer weiteren großen Aufgabe zu wid- men begann: der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Eine Reihe grundlegender Erfindungen, darunter das Sende- system des Dänen Woldemar Poulsen und die Goldschmidt- Hochfrequenzmaschine wurden zu Entwicklungen geführt, die Lorenz bald zu einem internationalen Begriff machten. Ein Lorenz-100-kW-Telegraphiesender verband bereits 1911 Deutschland mit Amerika, 1920 übertrug Lorenz das erste Funkkonzert in Europa. 1923 gab die Reichspost Lorenz den ersten Rundfunksender in Auftrag. Ihm folgten bald viele weitere. Auch der größte, jemals in Deutschland errichtete Sender „Goliath“ war ein „Lorenz“: ein Längstwellensender mit 1000 kW Leistung, der im Weltkrieg die deutschen Unter- seeboote in den entferntesten Winkeln der Erde — selbst unter Wasser — erreichen konnte.

Mit der Zeit wuchs Lorenz zu einem Werk, das 23 000 An- gestellte und Arbeiter beschäftigte. Kriegszerstörungen und Demontagen haben fast tödliche Wunden geschlagen, doch die Lebenskraft nicht brechen können. Nach harter und ent- sagungsvoller Aufbauarbeit kann Lorenz wieder beachtliche Leistungen vorweisen: die erste Nachkriegs-Funkverbindung

zwischen Deutschland und Amerika; ein geschlossenes Richt- funknetz für Mehrfachtelephonie mit über 55 000 Sprechkreis- kilometern; die Funkstraßen des Flugverkehrs im deutschen und niederländischen Luftraum; viele UKW-Sender; die Fern- sehgroßsender auf dem Feldberg, im Taunus und im Schwarz- wald, auf dem „Hohen Meißner“, auf dem „Bielstein“ und am „Torfhaus im Harz“; die Fernsehbrücke von Frankfurt über Stuttgart nach München; einen Großteil des deutschen Fern- schreibnetzes und Anlagen für Mehrfachtelegraphie; die be- liebten Lorenz-Schaub-Rundfunk- und Fernsehempfänger; neuzeitliche Verstärker- und Bildröhren; das neue Lorenz- Tricon-Gleisbildstellwerk; Kunststoff-Schweißgeräte bahn- brechender Konstruktion — und anderes mehr.

Mit wachsenden Werken in Berlin, Stuttgart, Pforzheim, Eß- lingen und Landshut steht die C. Lorenz AG zu Beginn ihres 4. Vierteljahrhunderts verjüngt und gefestigt wieder da — bereit, mit ihrer Nachrichtentechnik zur Einung der Völker in Frieden und Freiheit beizutragen.

Lorenz baut

**Sender und Empfänger**  
Antennen  
Richtfunkstrecken  
Wechselstrom-Telegraphiesysteme  
Funksprecher  
Funknavigationshilfen  
Rundfunkgeräte  
Fernseher  
Elektroheilgeräte  
Schweißpressen für K-Folien  
Elektronenröhren  
Fernschreibanlagen  
Umformer und Elektrokleinmaschinen  
Gleisbildstellwerke

# LORENZ

C. Lorenz AG Stuttgart



und mit übertragen. Zur Gütebeurteilung des Übertragungsweges dienen dabei Treppe, Einzelimpuls und Mitfluß-Prüfimpuls. Der geeignetste Zeitpunkt für die Einblendung der Prüfzeile liegt unmittelbar am oberen Rand, d.h. in dem Bezirk des Bildfeldes, der beim normalen Empfänger durch die Bildmaske ausgeblendet ist. Das Verfahren soll vor allem zur Überwachung der Übertragungsstrecke vom Studio bis zu den Sendern dienen. Man kann es evtl. auch zur Prüfung bis zu den Empfängern während der Programmübertragung verwenden.

H. Grosskopf (NWDR, Hamburg) berichtete über Versuchsergebnisse beim Einblenden einer Prüfzeile in das Fernsehbild. Es wurden im einen Halbbild eine Prüfzeile und im anderen eine Weißzeile eingetastet. Wichtig war die Entscheidung der Frage, an welcher Stelle des Bildes man derartige Prüfsignale eintasten muß und ob es möglich ist, die Signale über den Sender auszustrahlen. Außerdem war zu prüfen, ob man die Signale mit einfachen Mitteln auswerten könne und ob man das Verfahren als Betriebsmeßmethode verwenden kann. Praktische Erfahrungen an den Empfängern auf der Funkausstellung Düsseldorf gaben ein sehr günstiges Bild. In der anschließenden Diskussion wurde geltend gemacht, daß ein großer Teil der privat benutzten Heimempfänger wahrscheinlich zu ungünstigeren Ergebnissen geführt haben würde.

J. Goldmann (Bayerischer Rundfunk, München) sprach über elektrische Testbildgeber für Betriebszwecke. Dabei soll das Testbild rein elektrisch, also ohne ein optisch aufgenommenes Testbild, erzeugt werden. Dadurch lassen sich die Toleranzen der elektrisch-optischen Bildgeber vermeiden.

F. Pilz (RTI, Nürnberg) trug über Schaltungen zur Erzeugung elektrischer Testbilder vor und behandelte vor allem die grundsätzlichen Methoden zur Erzeugung geeigneter Impulsreihen. Dabei wurden die schaltungstechnischen Möglichkeiten für die Zusammensetzung der verschiedenen Meßsignale zum Testbild unter Berücksichtigung der Forderung nach einfacher Auswertung am Empfangsort dargestellt. Der prinzipielle Aufbau des im RTI entwickelten Testbildgenerators wurde beschrieben und das Gerät vorgeführt. Es handelte sich um eine besonders elegante Ausführung, bei der man die verschiedenen Testbilder durch einfachen Tastendruck einschalten konnte.

K. Siepmann (Fernseh GmbH, Darmstadt) sprach über industrielles Fernsehen. Er beschrieb, warum das Industriefernsehen von dem ge-

normten Schwarz-Weiß-Fernsehen abweicht. Dann wurden verschiedene Anwendungsmöglichkeiten des Industriefernsehens genannt. Im In- und Ausland ausgeführte Anlagen wurden in einem Überblick behandelt.

F. Schröter (Ulm) schilderte die Entwicklungsmöglichkeiten des Teleransystems. Es handelt sich dabei um eine Anwendung der Fernsichttechnik zur Radarortung. Über das Teleransystem ist in dieser Zeitschrift und a. a. O. ausführlich berichtet worden<sup>1)</sup>.

J. Rottgardt (C. Lorenz AG, Esslingen) berichtete zugleich für W. Bertold über Bildröhren für Industriefernsehen. Er zeigte drei speziell für Industriefernsehzwecke entwickelte Röhren mit einer planen Frontplatte von etwa 17 cm Bilddiagonale. Man kann dabei auch Schirme mit besonders langer Nachleuchtdauer verwenden, und schließlich berichtete der Vortragende über eine Blauschriftroöhre, die an Stelle eines Leuchtschirmes ein auf Glimmer aufgebrachtes Alkalihalogenid verwendet. Die auf diesem Schirm erscheinende blau geschriebene Kurve muß allerdings durch Erwärmung des Glimmerträgers gelöscht werden.

J. Schunack (Berlin) hielt einen Vortrag über die Beseitigung von Störungen mit Netzfrequenz (Brummstörungen) aus Fernsehsignalen. Die Beseitigung derartiger Fehler ist zwar durch einfache Schwarzsteuerungen möglich, besser lassen sich aber die Fehler durch ein Kompensationsverfahren beseitigen, bei dem man vor allem auch Störungen mit größerer Amplitude beherrscht. Der Vortragende gab praktische Meßergebnisse für sein neues Verfahren bekannt.

W. Dirbach (Telefunken GmbH, Ulm) sprach über die Bewertung der Farbe eines Leuchtschirmes bei Bildröhren. Da das Auge kein absolutes Farbgedächtnis hat, muß man für die Bewertung der Farbe eine objektive Farbmessung fordern. Der Vortragende entwickelte die in diesem Zusammenhang erforderlichen wesentlichen Tatsachen der Farbmessung. An Hand des IBK-Farbdigramms wurden die wichtigsten Meßverfahren beschrieben, das in den USA festgelegte Toleranzintervall für Farbabweichungen von Leuchtschirmen diskutiert und die Darstellung der Meßwerte als Farbzahlen in einer Farbtabelle erläutert. Abschließend führte der Vortragende ein von ihm entwickeltes Meßgerät zur Farbbewertung praktisch vor.

Erich Schwartz

<sup>1)</sup> Vgl. auch Schulz, W. R.: Teleran. FUNK-TECHNIK Bd. 4 (1949) Nr. 14, S. 413—415, und ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 7, S. 272

## Forschungsergebnisse der Elektroakustik

Fachtagung der NTG am 8. und 9. September in Karlsruhe

DK 534.86

Am 8. und 9. September fand eine Fachtagung der *Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE* statt, deren wissenschaftliche Vorbereitung in den Händen von Prof. Dr. Spandöck, Fachgruppe Elektroakustik, lag. In der Gliederung der drei Gebiete — Akustische Wandler, Schallübertragung und Physiologische Akustik — wurden u. a. folgende Vorträge gehalten.

**Geigenuntersuchung** (H. Backhaus und U. Arns, Karlsruhe)

Im Anschluß an frühere Arbeiten hat Backhaus zusammen mit Arns erneut Untersuchungen darüber angestellt, in welcher Weise die Frequenzkurven von Geigen als Kriterium für deren Güte gelten können. Dabei wurde das besonders interessante Gebiet von 500...1000 Hz unter die Lupe genommen, das bei etwa 500 Hz ( $c^2$ ) die Hauptresonanz und bei 600...800 Hz — die tiefen Töne der E-Saite — ein an allen Geigen beobachtetes Minimum aufweist. Mit dem heute verfeinerten Analyseverfahren bestätigt sich nun die bereits früher von Backhaus gemachte Feststellung, daß in dem letztgenannten Gebiet fast der ganze Geigenkörper in gleicher Phase schwingt und sich damit eine „nullstrahlerähnliche“ Schwingungsform ergibt. Man beobachtet sie bei schlechteren Geigen in einem engeren Frequenzgebiet als bei guten. Wesentlich ist dabei, daß die Schwingungsanregung der Saiten möglichst senkrecht zur Geigendecke erfolgt. Werden die Saiten waagrecht angestrichen, so muß demnach eine ausreichende Kraftkomponente in senkrechter Richtung über den Steg vermittelt werden, was die Aufmerksamkeit auf die richtige Ausbildung des Steges lenkt.

Als Meßsonde wurde zuerst ein koaxiales Rohr von 10 cm Länge benutzt, in dessen Streufeld am offenen Ende der schwingende Körper gebracht wurde, später wurde statt dessen das Streufeld eines Kondensators eingesetzt. Die Aufnahmen wurden im schallgedämpften Raum gemacht, da in normalen Räumen unerwünschte Resonanzeffekte auftreten. Mit diesen Untersuchungen bestätigt sich die schon früher von Backhaus geäußerte Vermutung, daß die Lage der erwähnten nullstrahlerähnlichen Schwingungsform dazu dient, als Kompensation für das musikalisch wichtige Minimum-Gebiet zu fungieren.

**Amplitudenverteilung auf der Konuslautsprecher-Membrane**

(F. Elgert-Eggers, Göttingen)

Mit einer kapazitiven Sonde werden verschiedene Kreise auf dem Konus kontinuierlich abgetastet. Empfindlichkeitsänderungen durch Abstandsänderungen zwischen Sonde und Membrane beim Durchdrehen des Lautsprechers auf einer Drehbank werden durch selbsttätige Regelung von Verstärkern kompensiert, wozu durch eine konstante 50-Hz-Vibration der Sonde gegenüber der Membrane ein 50-Hz-Pegel als Maß für den momentanen Sondenabstand erzeugt wird, der die ausgleichende Steuerung der Regelstufen besorgt. Durch Aufzeichnung der Amplitudenwerte mit einem Pegelschreiber entsteht ein Diagramm der jeweiligen Amplituden-Konfiguration auf der ganzen Membrane.

Für einen zu Biegeschwingungen angeregten Konus sind Knotendurchmesser und Knotenkreise zu erwarten. Erstere treten bei mittleren und höheren Frequenzen in großer Zahl auf, erzeugt durch azimutal verlaufende BiegeWellen, die bei mittleren Frequenzen einer kolbenartigen, annähernd gleichphasigen Schwingung des ganzen Konus in axialer Richtung überlagert sind. Bei höheren Frequenzen zeigen sich keine deutlichen, durchlaufenden Knotenkreise, sondern es bilden sich durch Überlagerung der stets auftretenden azimutalen Unterteilungen mit fortschreitenden und stehenden Wellen in radialer Richtung komplexe Konfigurationen aus.

Mit Wobbel- oder Rauschbändern erhält man (bei einem ausgeglicheneren azimutalen Amplitudenverlauf) auf der Membrane eine Ringzone maximaler Amplitude, die sich mit steigender Frequenz vom Konusrand auf das Zentrum zusammenzieht. Aus der Analogie zum Koinzidenzeffekt wird geschlossen, daß der Hauptteil der Schallabstrahlung bei tiefen und mittleren Frequenzen von einer kolbenartigen Konusbewegung herrührt und daß die überlagerten azimutalen Unterteilungen bei der geringen Phasengeschwindigkeit der BiegeWellen in der Membrane nur unwesentlich abstrahlen können.



### Son rauque bei dynamischen Lautsprechern (J. B. Fischer, Karlsruhe)

Neuere Untersuchungen zeigen, daß die bei der Einzeltonprüfung eines dynamischen Lautsprechers mit konusartiger Membrane auftretende Untertonenerregung bis zu einem bestimmten Maße zugelassen werden kann, ohne die Übertragungsqualität zu verschlechtern. Wesentlich ist hierbei, daß nicht der durch Subharmonische hervorgerufene Klirrfaktor ein Maß für die subjektiv wahrnehmbare Verzerrung ist, sondern das Verhältnis der Grenzleistung des Lautsprechers  $N_g$  zur Schwellleistung  $N_k$ , bei der Subharmonische gerade noch angeregt werden können. Ist dieses Verhältnis kleiner als 2, so kann der son rauque im praktischen Betrieb nicht mehr in Erscheinung treten.

Da die meisten Lautsprecher mit konusartiger Membrane teilweise in recht erheblichem Maße zur Untertonenerregung neigen, wurde ein Verfahren gesucht, diesen Effekt zu unterdrücken. Bei der hierzu notwendigen Aufnahme der Schwingform von Lautsprechermembranen während der Untertonenerregung ergab sich, daß die Membrane nur in einem genau abgegrenzten Bezirk in der Frequenz der Subharmonischen schwingt. Konusmembrane wie Nawimembrane zeigten die gleiche Schwingform.

Durch Anwendung zusätzlicher dämpfender oder härtender Materialien in den genannten Bezirken konnten die Schwellwerte wesentlich heraufgesetzt werden. Diesbezügliche Versuche zeigten auch, daß außerdem durch diese Maßnahme der durch höhere Harmonische erregte Klirrfaktor auf erträgliche Werte reduziert werden konnte.

### Der Ionenlautsprecher (G. Bolle, Karlsruhe)

Zur Klärung der Theorie des Ionenlautsprechers sind am Institut von Prof. Backhaus in Karlsruhe umfangreiche Untersuchungen durchgeführt worden. Es ist zwischen den Verfahren der selbständigen und unselfständigen Entladung zu unterscheiden. Bei der ersteren, die heute allein noch zur Diskussion steht, kommt es darauf an, ob der Arbeitspunkt oberhalb oder unterhalb der Zündspannung liegt. Letzterer Fall ist deshalb interessant, weil bei der Erzeugung von Ladungsträgern mit Hilfe der Spitzenentladung durch Verwendung einer entsprechenden Zahl von Spitzen große schallabstrahlende Flächen erzeugt werden. Bei diesem System kann das Koronarauschen unterdrückt werden, indem bei genügend hoher Elektrodenspannung die Störfrequenz bis über den Hörbarkeitsbereich hinaus wächst. Als optimale Anordnung wurde eine Platte von  $30 \times 30$  cm mit einem Spitzensystem als Gegenelektrode in 0,8 cm Abstand bei einer

gegenseitigen Entfernung der Spitzen von 1,1 cm gefunden. Ein Mangel liegt darin, daß eine bestimmte Gleichstromdichte nicht überschritten werden darf, da sonst bei Modulationsspitzen ein Überschlag auftritt.

Bei der französischen Anordnung nach Klein handelt es sich um eine HF-Entladung mit dem Arbeitspunkt oberhalb der Zündspannung. Wesentlich ist, daß nach dem Zünden der Entladung eine Änderung der Eingangsspannung keine Spannungsänderung an den Elektroden hervorruft. Die Anordnung hat einen ziemlich linearen Frequenzgang oberhalb 1500 Hz und eignet sich besonders für die Abstrahlung hoher Frequenzen. Die Gesamtleistungsbilanz ist nicht sehr günstig, da die zur Ionisierung notwendige Leistung aufgebracht werden muß. Der Hauptvorteil besteht, wie die Diskussion ergab, in der sehr kurzen Einschwingzeit, die allerdings wegen der Resonanz des langen Trichters zum Teil wieder illusorisch wird.

### Gegensprechtechnik (W. Langsdorff, München)

Bei der Gegensprechanlage in Vierdrahtschaltung ist für jede Sprechrichtung eine gesonderte Leitung und ein gesonderter Verstärker vorgesehen. Über die akustische Kopplung beim Teilnehmer sind die beiden Leitungssysteme zu einem Kreis geschlossen, der sich selbst erregen kann, sobald die Summe der Verstärkungen größer ist als die Summe der elektrischen und akustischen Dämpfungen. Ein Gespräch über eine Gegensprechanlage muß also immer um den Sicherheitsabstand von der Pfeifgrenze kleiner sein als eine unmittelbare Unterhaltung. Für Anlagen zum Anschluß an das Fernsprechnetz wird die Zweidrahtschaltung verwendet, bei der Sender und Empfänger jedes Teilnehmers über einen Gabelübertrager auf die Fernleitung geschaltet sind. Die erreichbare Gabeldämpfung ist aber insbesondere infolge des stark schwankenden Eingangswiderstandes der Gegenstation gering. Die Zweidrahtschaltung ist daher nur bei geringen Leitungslängen der Vierdrahtschaltung ebenbürtig.

Zur Bestimmung der akustischen Dämpfung dient die Hallradiusmessung. Bei Schallquellen mit Richtwirkung ist der Bereich ungestörter Ausbreitung richtungsabhängig als „Hallentfernung“ bezeichnet. Der Bereich ist in Richtung des Ausbreitungsmaximums größer, in Richtung des Ausbreitungsminimums kleiner als der Hallradius. Bis zur Hallentfernung nimmt die Dämpfung der unmittelbaren Unterhaltung im geschlossenen Raum zu und bleibt dann konstant. Für die Pfeiffrequenz einer Gegensprechanlage kann aus der Hüllkurve der stehenden Wellen, allerdings nur ungenau, eine verminderte Hallentfernung ermittelt werden.

• RUNDfunkGERÄTE • FERNSEHGERÄTE •  
UND -KOMBINATIONEN • ABSPIEL-  
GERÄTE • ELEKTROAKUSTISCHE  
ANLAGEN • TONBANDGERÄTE  
„Magnetophon“ • RUNDfunk-  
UND SENDERÖHREN • SPEZIAL-  
RÖHREN UND HALBLEITER  
SENDER JEDER ART UND  
LEISTUNG • HF-GENERATO-  
REN • VERKEHRSEMPFÄNGER  
PEILER • RADAR- UND SON-  
STIGE ORTUNGSANLAGEN  
TRÄGERFREQUENZ-  
RELAIS- UND MESSGERÄTE  
FUNKSprech- UND RICH-  
FUNKANLAGEN • FERN-  
MELDEKABEL UND  
ZUBEHÖR • QUARZE •

TELEFUNKEN

DIE DEUTSCHE WELTMARKE



Besser reproduzierbare Ergebnisse liefert die Messung des Pfeifpunktes in Abhängigkeit von der Entfernung der Wandler. Aus den so gemessenen Abstandskurven wird die „Pfeifentfernung“ ermittelt, die bei handelsüblichen Wandlern viel kleiner ist als die Hallentfernung. Das Verhältnis Pfeifentfernung zu Hallentfernung liefert ein Maß für den Lautstärkeverlust der Anlage gegenüber dem unmittelbaren Gespräch.

#### **Künstlicher Nachhall mittels Biegewellen** (W. Kuhl, Nürnberg)

Für die Verhallung von Aufnahmen hat der Hallraum folgende Nachteile: Verwendung einer nach verschiedenen Richtungen strahlenden Lautsprecherkombination mit Entzerrer und Kraftverstärker, damit der Schallpegel im diffusen Schallfeld auch bei hohen Frequenzen nur wenig abfällt. Eine Pseudoregelung der Nachhallzeit ließe sich durch Ändern des Nachhallpegels durchführen, was jedoch eine ungünstig geknickte Nachhallkurve ergibt. Bei tiefen Frequenzen haben Hallräume zu wenig Eigenschwingungen.

Künstlichen Nachhall erreicht man durch akustische Verzögerungsleitungen mit Reflexion am Ende und durch besondere Magnetoneinrichtungen. Jedoch ergibt impulshaltiger Schall keinen echten kontinuierlichen Nachhall, sondern Flatterechos.

Statt einer konstanten Pulsfrequenz läßt man besser die Zahl der Impulse/Zeiteinheit mit der Zeit proportional oder mit dem Quadrat der Zeit ansteigen — entsprechend dem dreidimensionalen Raum. Versuche haben ergeben, daß für die Raumnachbildung der lineare Anstieg genügt. Man erreicht ihn durch Hintereinanderschaltung zweier Magnetton-Verzögerungsgeräte mit verschiedener Wiederholungsfrequenz. Akustisch würde man Schallwellen in einem zweidimensionalen Raum verwenden, was allerdings mit Luft- oder Wasserschall wegen zu großer Dämpfung nicht gelingt. Die konstruktive Lösung gelingt mittels Biegewellen in einer Metallplatte von 1...2 m<sup>2</sup> und 0,7...1 mm Dicke, die dämpfungsfrei in einem Rahmen aufgehängt ist. Die Anregung erfolgt elektrodynamisch mit hundertstel bis zehntel Watt, die Abtastung piezoelektrisch. Die Nachhallregelung erfolgt durch Annäherung einer porösen Schluckstoff-Folie an die Platte. Die Regelung ist von 20 s bis zu beliebig kleinen Werten — auch ferngesteuert vom Regietisch — möglich. Die Vorführung der Platte auf dem Kongreß zeigte einen natürlichen Halleindruck. Nach Messungen ergeben sich günstigere Werte für die Dichte der Eigenfrequenzen der Platte als für den Hallraum wie auch für das elektrische Übertragungsmaß.

#### **Die subjektiven Grundlagen der Deutlichkeit** (H. Niese, Dresden)

Es wurden Untersuchungen der Deutlichkeit nach der Definition von Thiele in verschiedenen Räumen durchgeführt. Wegen der scharf definierten 50-ms-Grenze kommt man dabei leicht zu Fehlbeurteilungen.

Nimmt man als Kriterium die Deutlichkeit der Sprache, so gelangt man zu einer Verfeinerung dieses Begriffs unter folgenden Voraussetzungen:

1. Als reproduzierbare Meßschallquelle dient zweckmäßigerweise ein Lautsprecher. Der Funkenknall hängt von unkontrollierbaren Parametern ab (Feuchtigkeit, Verschmutzung u.a.). Den langen Ausschwingvorgang des Lautsprechers kann man unterdrücken, wenn man einen Impuls mit einem Generator von geringem Innenwiderstand einspeist.
2. Verschiedene Zeitfunktionen des Meßschalls geben verschiedene Spektren des Schalldruckimpulses. Damit ergeben sich entsprechend der verschiedenen frequenzabhängigen Reflexionseigenschaften der Raumbegrenzungsflächen verschiedene Deutlichkeitsmeßwerte. Das optimale Spektrum wurde mittels Silbenverständlichkeitmessungen mit einem Maximum bei 800 Hz gefunden. Es ergab sich nämlich bei der Zumischung von Echos von Oktavbreite, daß dem Bereich um 800 Hz das größte Störgewicht zukommt, andererseits für die beste Verständlichkeit Frequenzen bei 800 Hz besonders bedeutungsvoll sind.
3. Die Richtcharakteristik der Schallquelle muß der der Sprache entsprechen. Dies erreicht man durch Anbringen von Schallzerstreuungskegeln.
4. Die Deutlichkeit wird in Schallenergiewerten gemessen, die jedoch für das subjektive Empfinden in Lautstärke überführt werden müßten. Dafür wurden vom Vortragenden entsprechende Kurven angegeben.
5. Die subjektiv empfundene Echostörung ist vom Raum-Nachhall abhängig. Es wurden Störgrenzen ermittelt für diejenige Echointensität — als Funktion von Zeit und Raum-Nachhall —, bei der sich 50% der Zuhörer gestört fühlen.

#### **Akustische Wandler** (H. Kösters, Hamburg)

In den Betrachtungen des immer noch recht unterschiedlichen Schalleindrucks am Aufnahme- und Wiedergabeort zeigt sich als ein wichtiges Kriterium, daß ein lineares Frequenzband für die gesamte Übertragungskette einschließlich Raum gewährleistet sein soll. Als der zur Entzerrung wichtige Faktor ist die Energiekurve des Druckempfängers zu beachten, ferner die Abnahme der Empfindlichkeit mit dem Mikrofonabstand unter Berücksichtigung des für den Raum gültigen Pegels, der Einfluß durch die Richtwirkung von Sprecher und Mikrofon, die Frequenzkurve des Lautsprechers u.a.m. Die Verzerrung durch falsche Lautsprecherwiedergabe

sollte schon bei der Aufnahme korrigiert werden. Falsche Wiedergabelautstärke hat zur Folge, daß bei einer Einstellung auf z.B. 70 Phon — statt 55 Phon — die Tiefen zu stark werden und die Wiedergabe „bumst“. Die Trennung von Hochton und Tieftönen erweist sich am günstigsten bei 180 Hz. Die Pegelkorrektur bei Musik oder Sprache durch entsprechende Entzerrung ist bereits weitgehend eingeführt.

Der lineare Fehler ist bedeutsamer als Verzerrungen in den Ausgleichsvorgängen. Wenn eine Übertragung nicht gefallen hat, so liegt in 90% der Fälle ein linearer Fehler vor. Kurze Einschwingvorgänge sind für die Sprecher bedeutsamer als für Musik.

#### **Lautsprecher-Anordnungen für echte und Pseudo-Stereophonie** (W. Kuhl und J. M. Zosel, Nürnberg)

Es wurden Untersuchungen darüber angestellt, bis zu welchem Grade man die optimale Wirkung des Kugellautsprechers durch mehrere Lautsprecher in einer Ebene, die in verschiedenen Richtungen strahlen („Raumklanggeräte“), annähern kann. Dabei ergaben sich folgende Ergebnisse:

1. Das zu übertragene Frequenzspektrum muß auf einen nach vorn strahlenden Breitband-Lautsprecher und auf Mittel- und Hochtonsysteme, die schräg strahlen, aufgeteilt werden, wobei die Überlappungsfrequenz nicht zu hoch gewählt werden darf (400...500 Hz).
2. Nach den Seiten muß bei allen mittleren und hohen Frequenzen mehr Energie abgestrahlt werden als nach vorn.
3. Es ist zweckmäßig, kein Hochtonsystem nach vorn strahlen zu lassen, außer wenn die Abstrahlung der höchsten Frequenzen durch die schräg strahlenden Zusatzlautsprecher stärker ist.
4. Die gesamte abgestrahlte Leistung — gemessen in einem dem späteren Wiedergaberaum etwa akustisch entsprechenden Raum in 3 m Abstand oder mehr auf der Symmetrieachse — soll möglichst frequenzunabhängig sein. Das bedingt meistens eine elektrische Höhenanhebung.

Durch weitere Versuche konnte ermittelt werden, daß bei der Zweikanal-Stereophonie der Ersatz von zwei Einfach-Konus-Lautsprechern durch Kugellautsprecher zu dem Effekt führt, daß die räumliche Zone der richtigen Mittenlokalisierung zehnmal größer wird. Eine theoretische Erklärung hierfür ist bisher nicht möglich, denn eigentlich sollte man das umgekehrte Ergebnis erwarten. Eine entsprechende Verbesserung mit Raumklanggeräten zu erreichen, ist nicht möglich, da entstehende Verwirrungszonen die Lokalisierung verfälschen. Eine praktische Anwendung von Kugel- oder Halbkugellautsprechern für Stereophonie scheint verfrüht zu sein, da die Schärfe der Lokalisierung gegenüber Einzelsystemen leidet.

#### **Über die Zerlegung des Schallspektrums in Frequenzgruppen durch das Gehör** (R. Feldtkeller, Stuttgart)

Vergleiche hierzu den Originalbeitrag in diesem Heft auf Seite 387—389.

#### **Die Lautstärke von gleichförmigen Dauergeräuschen** (E. Zwicker, Stuttgart)

Bei den Bemühungen, die Lautstärke eines Schalles aus physikalisch meßbaren Größen zu berechnen, zeigte sich, daß im wesentlichen 4 Faktoren eine Rolle spielen: die Kurven gleicher Lautstärke, die Lautheitskurve, die Einteilung in Frequenzbandbreiten und die Berücksichtigung der Verdeckung. An Hand von eigenen Messungen wurde untersucht, inwieweit die in der Literatur über diese vier Faktoren gemachten Angaben bestätigt werden können und wie groß die Abweichungen von Beobachter zu Beobachter sind.

Bei der Untersuchung des Einflusses der Bandbreite zeigte sich, daß — genau wie bei der Bildung der Hörschwelle — bei der Verdeckung und bei der Phasempfindlichkeit das Amplitudenspektrum des einfallenden Schalles in Bänder ganz bestimmter Breite, die sogenannten Frequenzgruppen, zerlegt wird.

Weiter konnte gezeigt werden, daß aus der Schallintensität in der Frequenzgruppe die Einzellautheit gebildet wird. Bei kleinen Intensitäten erfolgt dies in jeder Frequenzgruppe für sich. Große Intensitäten dagegen drosseln die in den benachbarten Frequenzgruppen gebildeten Lautheiten in ganz bestimmter Stärke ab.

Es wurde ein Verfahren angegeben, nach dem auf Grund gemessener Kurven gleicher Lautstärke und der Lautheitskurve sowie gemessener Breite der Frequenzgruppen und gemessener gegenseitiger Drosselung der Lautheiten in benachbarten Frequenzgruppen die Lautstärke von gleichförmigen Dauergeräuschen mit beliebigem Frequenzspektrum berechnet werden kann.

#### **Lautstärke von Impulsen** (H. Bauch, Stuttgart)

Es wurde die Frage untersucht, ob sich auch die Lautstärke einer Folge von Gauß-Impulsen nach dem gleichen Verfahren berechnen läßt wie die Lautstärke von Dauergeräuschen.



Die Messung der Lautstärke einer Pulsfolge mit 10-Hz-Folgefrequenz in Abhängigkeit von der Anstiegszeit der Impulse ergab, daß die Berechnung der Lautstärke nach dem genannten Verfahren bei Anstiegszeiten größer als 0,2 ms möglich ist. Die Lautstärke von Gauß-Impulsen mit Anstiegszeiten zwischen 0,05 und 0,2 ms ist dagegen merklich höher, als man nach der Rechnung erwartet, läßt sich also nicht mehr allein aus dem Amplitudenspektrum berechnen.

Die Verdeckung kann im Bereich größerer Anstiegszeit als 0,2 ms in ganz ähnlicher Weise berücksichtigt werden wie bei Dauergeräuschen. Nur ist zu beachten, daß bei hohen Folgefrequenzen das Spektrum aus wenigen, weit auseinander liegenden Linien besteht. Hier sind daher die Verdeckungsgesetze von Sinustönen maßgebend, die etwas komplizierter sind als die von Rauschbändern.

Schließlich kann man noch aus der Abhängigkeit der Lautstärke von der Folgefrequenz die Lautstärke des Einzelimpulses, des Knackes, entnehmen. Sie ist 1...2 Phon geringer als die Lautstärke bei 10-Hz-Folgefrequenz.

### Sichtbarmachung der Magnetton-Aufzeichnung (W. Guckenburg)

Als ein neueres Verfahren der Sichtbarmachung der Bandaufzeichnung dient die Erweichung der Magnetschicht. Der Vorteil besteht darin, daß die — gegenüber dem äußeren Feld — relativ stärkeren Feldkräfte innerhalb der Bandschicht zur Sichtbarmachung genutzt werden<sup>1)</sup>.

An den Stellen, wo zwei gleiche Pole der Magnetisierung — Nulldurchgang der Sinusschwingung — zusammenstoßen, tritt in der erweichten Magnetschicht plastische Verformung und schließlich sogar ein Aufreißen ein. Durch Anlegen eines zusätzlichen Gleichfeldes senkrecht zur Bandoberfläche konnte eine dachförmige Anhebung der  $\lambda/2$ -Streifen der Aufzeichnung beobachtet werden. Ein Gleichfeld parallel zur Laufrichtung bewirkt eine plastische Verformung (vgl. die Kräuselung in Abb. 1) jeweils der dem äußeren Feld entgegengesetzt magnetischen  $\lambda/2$ -Streifen. Ein Feld parallel zur Spurrichtung bewirkt eine v-förmige Ausbiegung der  $\lambda/2$ -Spuren.

Diese Versuche lassen eindeutig auf das Vorherrschen der Längskomponente schließen.

Bei zusätzlichem Gleichfeld erhält man ein Auflösungsvermögen bis zu  $\lambda < 10 \mu$ . Das ist die Größenordnung der HF-Vormagnetisierung bei 76 cm/s.

So gewinnt man mit diesem Verfahren eine Handhabe zur Bestimmung der Winkelstellung des Sprechkopfspaltes mit einer Meßunsicherheit von  $\pm 1$  Winkelminute.



Abb. 1. Plastische Verformung einer symmetrischen Aufzeichnung ( $\lambda = 1 \text{ mm}$ ) durch ein Magnetfeld parallel zur Spurrichtung

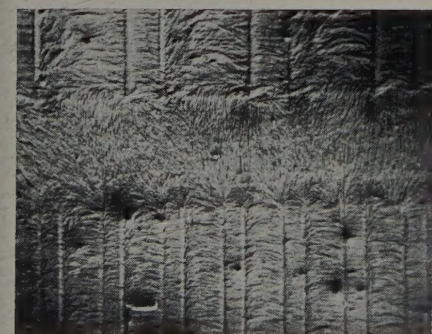
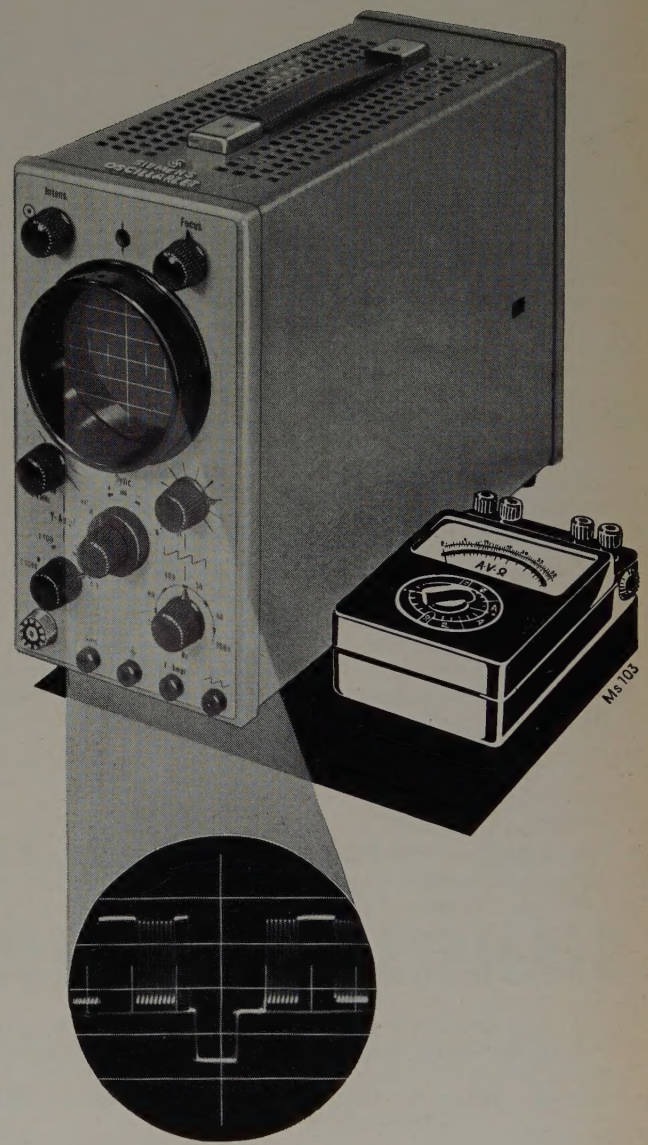


Abb. 2. Sichtbarmachung der magnetischen Feldlinien einer Doppelspuraufzeichnung ( $\lambda = 0,5$  und  $1 \text{ mm}$ ) durch Auftragen einer Suspension von Magnetitpulver bei gleichzeitiger Überlagerung eines Magnetfeldes parallel zur Spurrichtung

Falls für bestimmte Bandsorten ein Aufweichen nicht möglich ist, gelingt das Sichtbarmachen durch Auftragen von in einer öligen Flüssigkeit suspendierten Magnetitpulverteilchen in Anwesenheit eines Gleichfeldes. Wie Abb. 2 zeigt, wird der Feldlinienverlauf zwischen den einzelnen Tonspuren ebenfalls sichtbar. Frequenzen bis zu 16 kHz bei 19 cm/s ( $\lambda = 12 \mu$ ) werden einwandfrei erkennbar.

Fritz Winkel

<sup>1)</sup> Zur allgemeinen Theorie der Sichtbarmachung von magnetischen Schallaufzeichnungen; s. Guckenburg, W., FUNK UND TON Bd. 8 (1954) Nr. 11, S. 600—604



## Zur Signalverfolgung

und zum Beobachten des Ablaufs elektrischer Vorgänge ist heute ein kleiner Elektronenstrahl-Oszillograph ebenso wichtig wie ein Multizet zum Anzeigen von Meßgrößen. Der neue

# OSCILLARZET

für Nieder- und Hochfrequenz bis 4 MHz ist besonders handlich und preiswert.

Druckschriften durch unsere Zweigniederlassungen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft  
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK



## Der Elektronenstrahl-Oszillograf; Aufbau—Arbeitsweise—Meßtechnik.

Von J. Czech. Berlin 1955, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK GMBH., Berlin-Borsigwalde. 336 S. mit 394 Abbildungen und über 600 Original-Oszillogrammen. Preis in Ganzleinen geb. 22,50 DM.

Die Erfahrungen eines bekannten Fachmannes auf dem Gebiet der Elektronenstrahl-Oszillografen haben in diesem gut ausgestatteten Werk ihren Niederschlag gefunden; auf jeder Seite spürt man die innere Verbundenheit des Verfassers mit Theorie und Praxis dieser Technik. Der Rahmen ist weit gespannt, und es ist hier gelungen, sowohl dem Techniker, der sich erst in die Methoden der Elektronenstrahl-Oszillografie einarbeiten will, in klarer und gut verständlicher Form etwas zu geben, als auch dem erfahrenen Ingenieur wertvolle Informationen zu vermitteln. Mehr als 600 Original-Oszillogramme — sämtlich Eigenaufnahmen des Verfassers — bieten eine für das Lesen, Deuten und Auswerten von Oszillogrammen so wertvolle Hilfe, wie man sie sich bisher oft gewünscht hat.

Der erste Teil (148 Seiten) behandelt ausführlich die einzelnen Gerätestufen des Oszillografen. Es ist zu begrüßen, daß hier die spezifischen Eigenschaften der verschiedenen Schaltungen eine kritische Würdigung gefunden haben. Im zweiten Teil „Allgemeine Meßtechnik“ (99 Seiten) wird nicht nur über den Aufbau von Meßschaltungen und Meßplätzen etwas gesagt, sondern auch über Fehlermöglichkeiten, Korrekturen usw. Die Fülle der Beispiele reicht von der Amplituden-, Widerstands- und Kapazitätsmessung, Nullanzeige, Hellsteuerung, Phasenmessung, elektrischen Differentiation und Integration usw. bis zur Frequenzmessung mit Drehzeiger. Der dritte Teil (48 Seiten) bringt Untersuchungen an Fernsehempfängern, an Zentralverschlüssen und an Blitzlampen. Der vierte Teil endlich enthält zwei ausführliche Baubeschreibungen für einen Klein-Oszillografen und einen Oszillografen für hohe Ansprüche sowie für ein einfaches Mikroskop-Zeitablesgerät. Ein ausführliches Schrifttumsverzeichnis zu den einzelnen Abschnitten erleichtert das Eindringen in Spezialprobleme. Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß mit diesem Buch nun auch in deutscher Sprache ein Werk vorliegt, das wirklich auf alle beim Bau und bei der Anwendung des Oszillografen auftretenden Fragen eine Antwort gibt. —th

## Verstärkerpraxis

Von Werner W. Diefenbach. Berlin 1954, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH., Berlin-Borsigwalde. 127 S. mit 147 Abb. Preis in Ganzleinen geb. 12,50 DM.

Die Erfahrungen eines alten Praktikers haben in dem vorliegenden Buch ihren Niederschlag gefunden. In der Gesamtanlage ist das Werk eine gute Mischung von Theorie und Praxis. Im ersten Kapitel werden in kurzer, leichtverständlicher Form die Grundlagen der Verstärkertechnik behandelt und die Wirkungsweise der Röhre an Hand ihrer Kennlinienfelder erläutert. Die verschiedenen Kopplungsarten im Vorverstärker und das Betriebsverhalten der Röhre in der Endstufe (Eintakt und Gegentakt) sind eingehend besprochen. Die praktische Verstärker-Schaltungstechnik bringt neben Angaben zur Dimensionierung der Schaltungen auch Ausführungen über Entzerrung, Mehrkanalverstärkung und Probleme der Lautsprecheranpassung. Die Kapitel Mikrofone, Tonabnehmer und Entzerrerschaltungen, Lautsprecherarten und ihre Anwendung, die Magnetbandtechnik in der Verstärkerpraxis, die Stromversorgung von Verstärkeranlagen und Messungen an Verstärkern runden das gesamte Gebiet ab. Ein ausgewähltes Schrifttumsverzeichnis und die Anschriften der Hersteller von Bauelementen für Verstärker beschließen das in der beim Verlag traditionellen guten Ausstattung erschienene Buch. —o—

## Handbuch des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels 1955/56

Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) E. V., bearbeitet von der Redaktion der FUNK-TECHNIK. Berlin-Borsigwalde 1955, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 281 S. mit 653 Abb. DIN A 5, broschiert 3,50 DM zuzüglich 68 Pf Versandkosten.

In 14 Abschnitten bringt das HANDBUCH in übersichtlicher Form nicht nur die wichtigsten technischen Daten, Preise und Abbildungen der Empfänger und Kombinationen dieser Saison der westdeutschen Produktion (Rundfunk-Empfänger und Phonokombinationen, Musik- und Phonomöbel, Fernseh-Empfänger, Koffer-Empfänger, Auto-Empfänger, Fahrrad-Empfänger), sondern auch der Phonogeräte, Tonabnehmer, Mikrofone, Magnettongeräte, Magnettonbänder, Verstärker und Lautsprecher. Ebenso werden z. B. die sachlichen Zusammenstellungen der überaus zahlreichen im Handel erhältlichen UKW- und Fernsehantennen sowie der Röhren (Empfänger-Röhren, Gleichrichter-Röhren, Fernseh-Bildröhren, Halbleiter-Dioden) und Zerkacker dem Benutzer manche Sucharbeit erleichtern. —e

# Für Studium und Praxis

## HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

Das bewährte Sammelwerk behandelt die gesamte Materie von den Grundlagen bis zu den jüngsten Erkenntnissen der Forschung und ist damit besonders wertvoll für alle Fachleute und Praktiker

**I. BAND: 728 Seiten · 646 Abbildungen**  
Ganzleinen 12,50 DM

### INHALT:

GRUNDLAGEN DER ELEKTROTECHNIK  
Mathematik · Wechselströme · Theorie der Netzwerke · Modulation

BAUELEMENTE DER NACHRICHTEN-TECHNIK — Widerstände · Kondensatoren  
Berechnung von Induktivitäten und Übertragern · Gegeninduktivitäten · Hochfrequenzdrosseln · Elektronenröhren · Fotozellen · Röhrenverstärker · Isolierstoffe

NACHRICHTEN- U. ÜBERTRAGUNGSTECHNIK — Rundfunkempfänger · Elektroakustik · Tonfilmtchnik · Übertragungstechnik auf Fernmeldeleitungen

STARKSTROMTECHNIK UND STROMVERSORGUNG — Stromerzeugung · Die Stromwandlung · Fortleitung · Stromverbraucher · Sammler und Primärelemente Lichttechnik

**II. BAND: 760 Seiten · 638 Abbildungen**  
Ganzleinen 15,— DM

### INHALT:

BAUELEMENTE DER NACHRICHTEN-TECHNIK — Halbleiter · Technische Halbleiter · Ferroxcube, Ferroxdure · Der Quarz in der Hochfrequenztechnik · Elektronenröhren · Laufzeitröhren · Fotozellen · Elektronenstrahlröhren · Breitbandverstärker

NACHRICHTEN- U. ÜBERTRAGUNGSTECHNIK — Wellenausbreitung · Antennen für Kurzwellen- u. UKW-Rundfunk · UKW-FM-Technik · Funkmeßtechnik · Funkortung Elektroakustik · Übertragungstechnik auf Fernmeldeleitungen

INDUSTRIELLE ELEKTRONIK — Röhren für industrielle Zwecke · Grundsaltungen Schaltungen industrieller Geräte

FERNSEHEN — Grundlagen · Prinzip einer Bildübertragung · Normung · Aufnahme- und Wiedergabegeräte

**III. BAND: 744 Seiten · 669 Abbildungen**  
Ganzleinen 15,— DM

### INHALT:

GRUNDLAGEN DER ELEKTROTECHNIK  
Mathematik · Stromverdrängung · Berechnung elektromagnetischer Felder nach der Maxwellschen Theorie · Theorie der Netzwerke · Frequenzfunktion und Zeitfunktion (Einschwingvorgänge)

BAUELEMENTE DER NACHRICHTEN-TECHNIK — Ferrite · Oxydische Dauermagnetwerkstoffe · Bariumtitanate · Stabantennen · Isolierstoffe

NACHRICHTEN- U. ÜBERTRAGUNGSTECHNIK — Hohlleiter · Ionosphärenforschung · Dämpfungs- u. Phasenzerrung in linearen Übertragungssystemen · Fernsehen

HOCHFREQUENZ-MESSVERFAHREN — Strommessung · Spannungsmessung · Leistungsmessung · Messungen an Widerständen, Kondensatoren, Spulen, Transformatoren und Kabeln

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland oder durch den Verlag. Spezialprospekte auf Wunsch.

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · BERLIN-BORSIGWALDE 213**